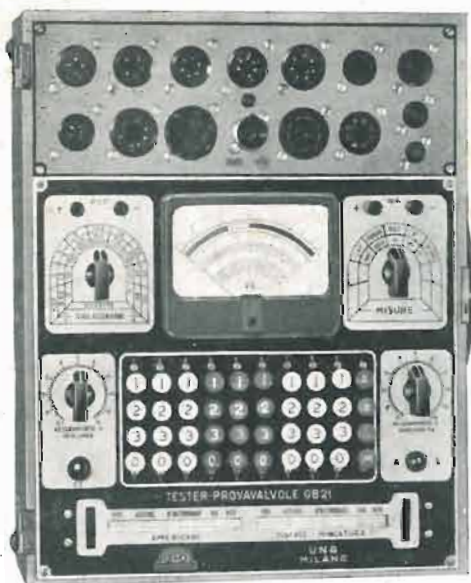
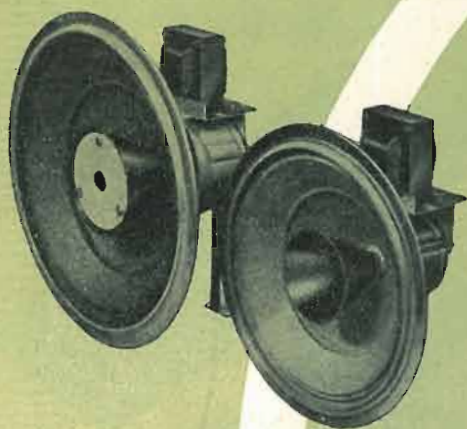
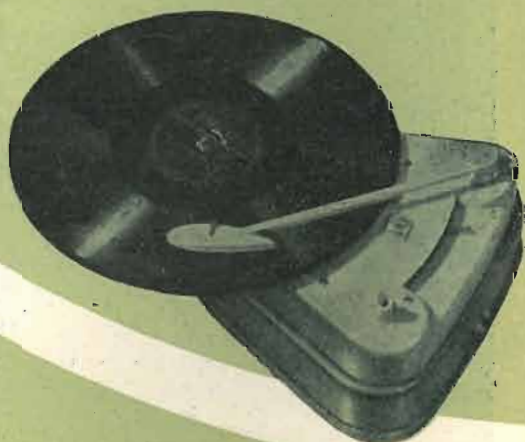
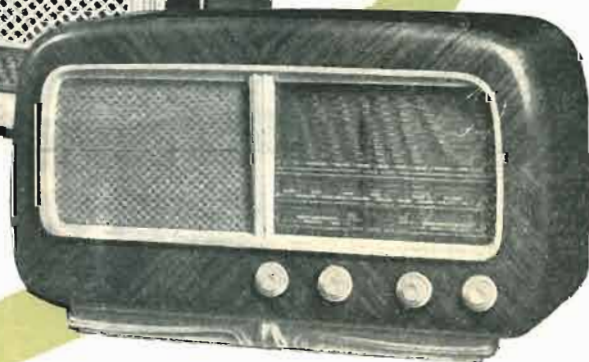
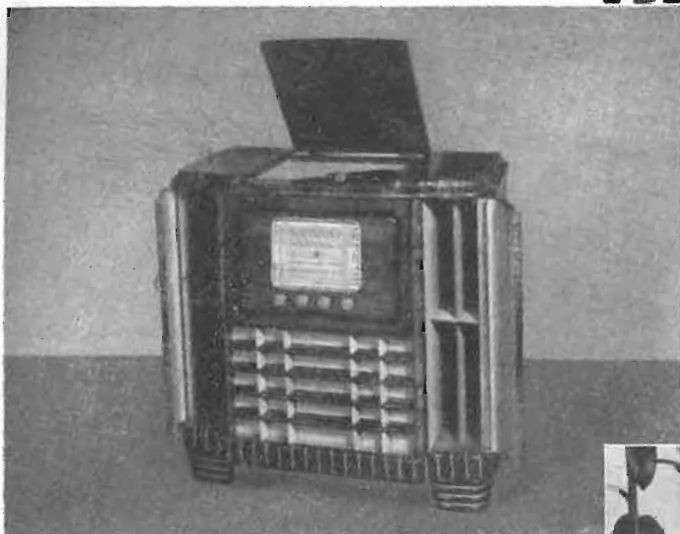
TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III°
Anno XXV - Febbraio 1953
NUMERO
2
LIRE 250

Microfoni magnetodinamici
Complessi di amplificazione sino a 70 W.
Altoparlanti magnetodinamici di potenza

Per la stagione 1952-53 PHILIPS presenta il più completo e vasto assortimento nel campo audio e video • Dai ricevitori per le normali radioaudizioni ai televisori, dai cambiadischi ai complessi di amplificazione, PHILIPS è garanzia di alta qualità per la tradizionale tecnica costruttiva che la rende famosa in tutto il mondo

Giradischi e cambiadischi a 3 o 2 velocità per microsolco e solco normale con rivelatore piezoelettrico

Valvole riceventi *Miniwatt*

per qualsiasi applicazione (Rimlock, Noval, Miniatura, Serie Rossa, etc.)

Due modelli di televisori, da tavolo e consolle

Radiofonografi, ricevitori da 4 a 14 valvole, apparecchio portatile con alimentazione dalla rete od a batteria, autoradio

Mod. 561 RGL - Supereterodina a 6 valvole - 5 gamme d'onda, 2 medie, 3 corte - Grande scala - Mobile in radica extra lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza d'uscita 5,8 Watt con 10% di distorsione - Potenza media 3 Watt con 1,8% di distorsione - Ingombro: 90x85x57 - Complesso fonografico a 3 velocità LESA.

Mod. 560 - Supereterodina a 6 valvole - Cinque gamme d'onda, 2 medie e 3 corte - Grande scala a specchio - Mobile in radica tipo lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza di uscita 3,5 Watt indistorti - Ingombro: 60x34x23.

Mod. 352 - Supereterodina 5 valvole - 3 gamme d'onda, 1 media, 2 corte (Banda 25-M, Banda 50-M) - Mobile in Mellamina in colori diversi - Potenza di uscita 1,7 W. - Dati di ingombro: 29x18x11.

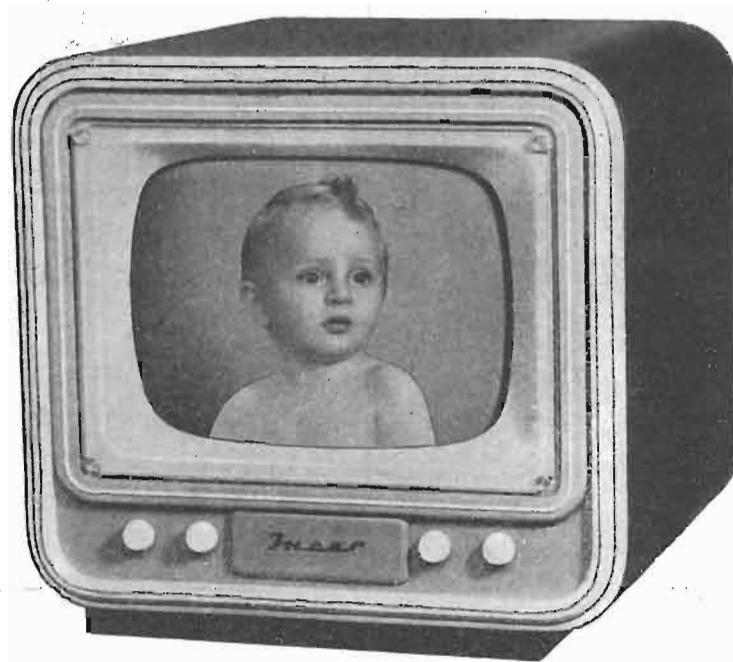
Mod. 560 RGL - Supereterodina a 6 valvole - Cinque gamme d'onda, 2 medie e 3 corte - 2 altoparlanti - Grande scala a specchio - Mobile in radica tipo extra lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza di uscita 5,8 Watt con 10% di distorsione - Potenza media 3 Watt con 1,8% di distorsione - Ingombro: 80x75x40 - Complesso fonografico a 3 velocità LESA.

VICTOR
RADIO E TELEVISIONE
PRODUZIONE 1953

erre erre s. r. l.
VIA COLA DI RIENZO, 9
MILANO - TELEF. 470.197 - Uff.
474.625 - Lab.

Televisore
TVZ 2401

Dopo lunghi studi ed esperienze la I. N. C. A. R. è fiera di presentare il **TELEVISORE TVZ 2401.**

I più recenti accorgimenti della tecnica televisiva, e l'impiego di materiali pregiati hanno permesso di realizzare questo televisore, che nulla ha da invidiare alle modernissime realizzazioni estere.

CARATTERISTICHE TECNICHE

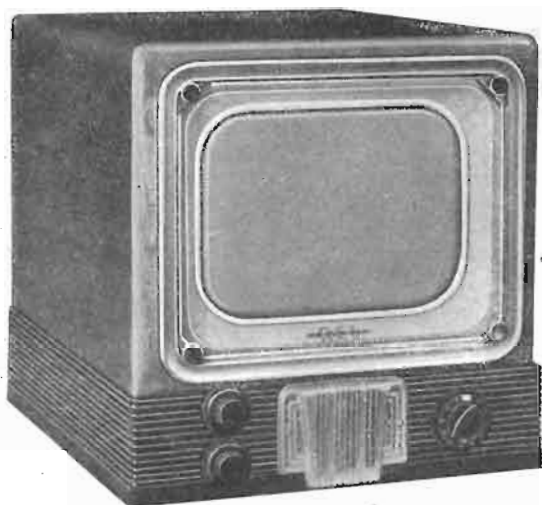
- **Tubo catodico** di grande dimensione (17 pollici) di formato rettangolare
- **Comandi** tutti accessibili dalla parte anteriore
- **Visione** nitida, stabile e brillante grazie all'im- dei più recenti accorgimenti tecnici e dei migliori materiali
- **Suono** a sistema intercarrier
- **Due altoparlanti** ad alta fedeltà
- **Presa** per televisione a colori
- **Ricezione** pluricanale
- **Trasformatore** di alimentazione incorporato per qualsiasi tensione da 110 a 280 Volt, 40 - 60 periodi
- **Fusibile** tarato di sicurezza
- **Mobile** di gran pregio in legno speciale e rifiniture in plastica
- **Cristallo** di sicurezza anteriormente al tubo
- **Dimensioni** cm. 56x55x60
- **Peso** Kg. 45 senza imballo

INCAR

PIAZZA CAIROLI, 1 - VERCELLI - MILANO - VIA VERDI, 11

RADIO CORPORATION OF ITALY

VOGHERA • VIA DEL POPOLO, 23 • TELEFONO 41.15

LA SUPREMAZIA NELLA TECNICA MODERNA

Mod. 1421

Mod. 1721

- Un sintonizzatore a sei canali, che assomma i più recenti perfezionamenti tecnici, assicura una selettività e sensibilità eccellenti.

- La sintonia è resa semplice in virtù di due comandi coassiali a manopola che provvedono **automaticamente** alla **sincronizzazione dell'immagine e del suono.**

- Un trasformatore con **Ferroxcube** ad elevata efficenza provvede un'uscita orizzontale per la piena deflessione ed il contrasto dell'immagine fornito da un trasformatore di alta tensione e di grande rendimento.

- L'apparecchio può essere alimentato a frequenza 42/50 periodi. Tensione: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 - 240 Volt.

- Valvole e cinescopi PHILIPS.

due modelli della produzione DUCATI radio
RR 2352 SERIE A.N.I.E.
supereterodina
5 valvole Rimlock
2 gamme d'onda
L. 29.000
DUCATI
RR 1350
supereterodina
5 valvole miniatura
onde medie
alimentazione in c.a. e c.c.
L. 21.900
SSR DUCATI
DUCATI
BOLOGNA

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

2

FEBBRAIO 1953

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e il supplemento « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Pag.

Nella sezione *televisione*

Nella foto — Veduta interna di un reparto dello stabilimento ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA di Belluno, dove si costruisce fra l'altro, il nuovo « Microtester mod. AN-20 » il piccolo, perfetto, economico analizzatore.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Il primo strumento del radioamatore

dott. ing. FRANCO SIMONINI (i1JK)

PREMESSA

In questo articolo intendiamo innanzi tutto discutere l'impostazione del circuito dello strumento che a ragione può essere definito come il primo in ordine di tempo e di importanza per il radioamatore: l'analizzatore.

Tanto più che, alla luce degli ultimi sviluppi della radiotecnica, vanno completamente revisionati i requisiti diciamo così tradizionali dell'analizzatore classico

Consideriamoli per ordine:

Misure voltmetriche. - Un requisito che oggi si impone è l'alta impedenza di misura. Se una volta erano di uso comune i 1000 ohm/V oggi lo strumento alla luce di una tecnica che riducendo le dimensioni ed i consumi degli apparati, ha elevato considerevolmente le resistenze, deve presentare almeno 10.000 ohm per ogni volt misurato.

Si è d'altra parte notevolmente evoluta la costruzione degli strumenti grazie in modo particolare alle nuove leghe magnetiche comparse negli ultimi anni. Si può reperire quindi con molto più facilità che non una volta uno strumento che permetta la misura di 100 μA fondo scala con tutta la robustezza che deve essere la principale caratteristica dello strumento di uso comune.

Sotto questo punto di vista si è fatto avanti in questi ultimi tempi sul mercato a prezzi sempre più bassi e con dimensioni modeste il voltmetro a valvola. Oltre ai 10 e qualche volta anche 20 MΩ di impedenza di entrata esso permette una misura rapida e pratica di una vasta gamma di resistenze in più portate.

L'analizzatore ha in esso un temibile concorrente contro il quale può rivendicare solo due requisiti che si è conquistati in questi ultimi anni con qualche sacrificio: la compattezza e l'autonomia di funzionamento.

Per quanto riguarda d'altra parte le portate voltmetriche questi ultimi tempi hanno portato all'uso più comodo e pratico del rapporto $1 \div 4$ o $1 \div 3$ tra le varie portate aumentandone per conseguenza il numero. Non solo ma si è avuta una estensione delle portate verso i più alti ed i più bassi valori. Oggi si impongono infatti due portate: quella dei 1000 e più volt e quella del volt fondo scala.

Quest'ultima molto comoda specie in alternata per il controllo dei rumori di fondo negli amplificatori.

E' appunto d'altra parte al diffondersi di questi apparati di potenza prevalentemente in classe B che è dovuta la misura di tensioni superiori ai 500 V (807 finali).

Queste considerazioni valgono anche per l'alternata con in più un alto requisito: la linearità di risposta almeno fino ai 15 kHz.

D'altra parte il basso consumo il più delle volte comporta questa qualità specie se il raddrizzatore impiegato oltre che di ridotte dimensioni di pastiglia è anche di buona qualità.

Misure milliamperometriche. - Sono cadute di molto come importanza. La pratica radiotecnica tende a sveltire il più possibile il servizio. Per questo motivo invece di procedere ad una misura di corrente che richiede il sezionamento del circuito molto spesso, si preferisce eseguire tramite il voltmetro ad alta impedenza una misura di tensione ai capi di una delle resistenze del circuito salvo eseguire il calcolo con la legge di Ohm mentalmente. Tanto più che nelle misure di corrente non è spesso necessaria quella precisione che richiedono le voltmetriche.

E' molto importante la portata microamperometrica (50 o 100 μA f.s.) che può permettere la misura della debole tensione del C.A.V. in certi casi.

Per le restanti applicazioni sono sufficienti una portata sui 5 mA ed una sui 100-150 mA.

Considerazioni di sicurezza e di compattezza vietano ai piccoli e comodi analizzatori la misura degli ampere che impone subito un commutatore di discrete dimensioni.

Tali misure d'altra parte sono rarissime e spesso riportabili a misure voltmetriche.

Misure ohmmetriche. - Per quanto sopra detto si impone la misura di resistenze almeno fino a 1 Megaohm. La misura in varie portate ha d'altra parte perso in gran parte la sua importanza. Sono sufficienti due sole scale da 20 ai 5000 ohm e dai 1000 al Mega.

Anche questa qualità è d'altra parte legata all'impiego di uno strumento a basso consumo.

Si tende sempre di più oggi ad eseguire la misura delle basse resistenze col metodo dell'inserzione in parallelo alla bobina mobile.

Con tale metodo è possibile mantenere insignificante la corrente di misura e cambiare la piletta dello strumento 1 volta ogni due anni.

L'unico inconveniente che si viene ad incontrare in tale caso è il fatto che si impone l'uso di un'altra scala ohmmetrica. Ciò contrasta con la regola pratica che meno scale possiede uno strumento più facile e rapida è la lettura.

Va notato che con le ultime batterie tipo micro è possibile ormai sistemare agevolmente anche in un analizzatore di ridotte dimensioni le batterie occorrenti per la misura delle resistenze nel campo da 10 kohm ai 10 Mohm (30 V).

La compattezza. - Le tendenze attuali si orizzontano verso due direzioni contrastanti tra loro: lo strumento a scala ampia e comoda di lettura e le ridotte dimensioni e peso dall'altra.

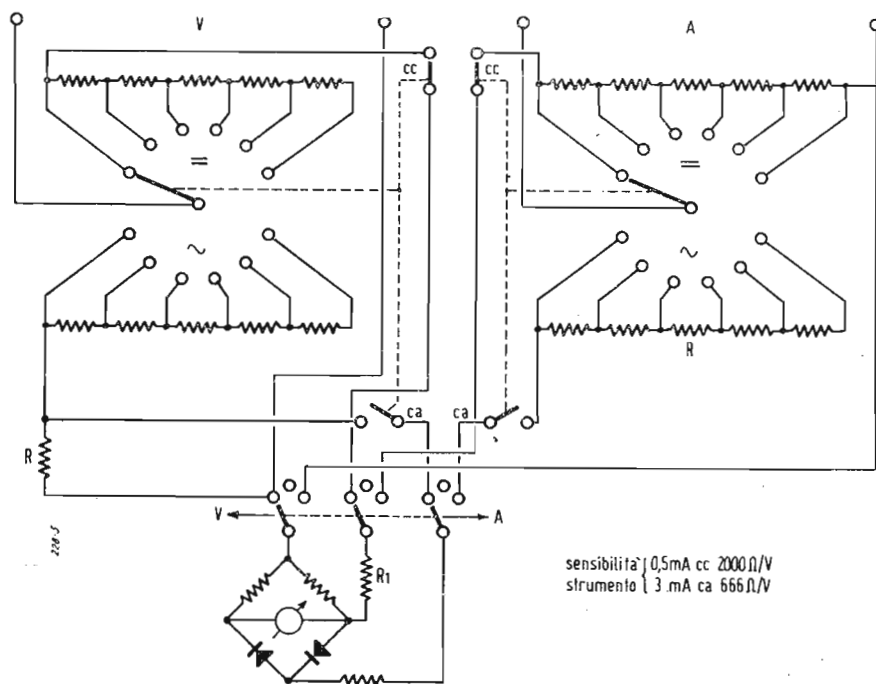
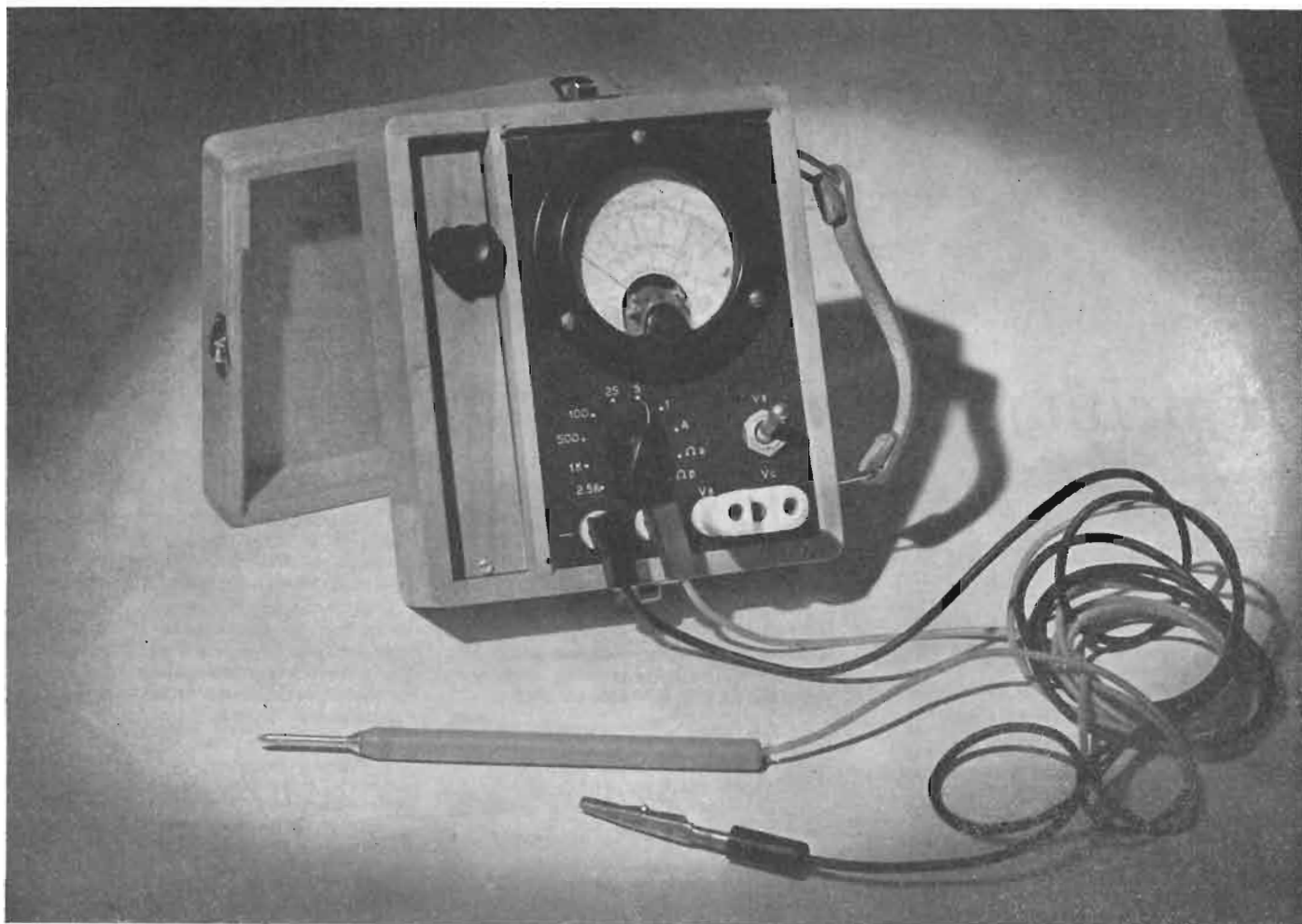
La soluzione più indovinata sta nel ridurre lo spazio generalmente destinato ai comandi in un molto molto semplice: riducendo al minimo i comandi stessi. Si impone con ciò la tecnica che riduce a 2 od al massimo a 3 il numero dei morsetti per i puntali e fa eseguire tutto il resto dei comandi da un commutatore a più vie e più posizioni. In questo modo d'altra parte è possibile ottenere una grande rapidità e praticità di manovra tenendo conto del fatto che però non è possibile superare le 10-11 posizioni a meno di non ricorrere a commutatori di tipo speciale e quindi particolarmente ingombranti.

Sul mercato si trovano molto spesso in commercio degli analizzatori in cui la commutazione viene effettuata a mezzo dell'inserzione di uno solo dei terminali generalmente (più raramente di ambedue) in apposite boccole di ridotte dimensioni distribuite sul piano dello strumento.

Questa disposizione se permette una considerevole compattezza ed una innegabile riduzione di costo (dato l'uso delle bacheliti stampate), presenta diversi inconvenienti:

— è abbastanza scomodo infatti spostare il terminale che qualche volta è anche sotto tensione;

— le sedi dei terminali si deteriorano con molta facilità dando luogo a falsi contatti e qualche volta a veri e propri errori di lettura. Questo inconveniente si verifica molto spesso con le boccole di dimensioni ridotte di tipo americano;

— il cavo di collegamento dei terminali molto spesso copre la scala sì che diviene necessario spostare coi terminali anche lo stesso strumento. E' inevitabile d'altra par-

In alto: Fig. 1. - Aspetto generale dell'analizzatore realizzato. *Qui sopra*: Fig. 2. - Schema del multavi. Uno strumento di questo genere presenta diversi vantaggi analizzati nel testo.

te che i cavi si logorino con molto maggior facilità.

Tutto ciò nuoce soprattutto alla prontezza delle misure, requisito questo essenziale dello strumento moderno.

IL MULTAVI

Se l'appassionato, come spesso succede, ha una competenza specifica nel campo radiotecnico e per questo motivo si sente capace di addentrarsi a fondo nel campo professionale vero e proprio si rende necessario un equipaggiamento più completo.

Fermo restando quindi l'analizzatore come strumento fondamentale, conviene qui ricordare uno strumento abbastanza importante nella pratica delle correnti deboli: il multavi. Si tratta di uno strumento di buona sensibilità fondo scala (1-2 mA) che viene adattato alla misura di tensioni e correnti in c.c. ed in c.a. mediante due commutatori che qualche volta sono disposti anche concentricamente. Un commutatore permette di passare con molta rapidità da una misura di tensione ai capi dei due morsetti corrispondenti ad un amisura di corrente nel circuito in cui lo strumento è stato preventivamente inserito tramite un'altra coppia separata di morsetti.

Per molti tipi di misure, ad esempio, il rilievo di caratteristiche VA, questo strumento permetterà la massima celerità (si controlla in pratica la scala di un solo strumento) consentendo pure un certo risparmio nella apparecchiatura di misura.

Riportiamo in fig. 2 uno schema di principio recentemente comparso su di una rivista tedesca. Rispetto ai circuiti già esistenti esso presenta il vantaggio di effettuare automaticamente la commutazione dalla c.c. alla c.a. con il semplice spostamento dell'indice del commutatore sulla portata in v.c. od in v.a.

In tal modo si rende possibile la misura di tensione in c.c. e di corrente in c.a. e viceversa.

Come si vede d'altra parte vengono inseriti nel circuito in c.a. solo 2 elementi raddrizzatori il che riduce parte della taratura della scala in c.a.

Come in altri strumenti di modello precedente nella misura di tensioni e correnti in c.a. lo strumento viene fortemente ridotto di sensibilità. Nell'esempio indicato in fig. 2 lo strumento ha una sensibilità di 0,5 mA (2000 Ω/V) in c.c. e di 3 mA (666 Ω/V) in c.a.

Con questo artificio si ottiene una maggiore linearità della scala in alternata in quanto è possibile inserire una certa resistenza in serie al raddrizzatore.

Inoltre oltre ad aumentare con ciò la sicurezza dello strumento, la misura in c.a. viene praticamente ricondotta alla misura di una tensione ai capi di una bassa resistenza (R) di modo che, non introducendo le commutazioni una variazione sensibile nella resistenza posta in serie al raddrizzatore la scala in c.a. rimane praticamente sempre la stessa.

Questa disposizione ha d'altra parte lo scopo di permettere una agevole costruzione in serie degli shunt e delle resistenze addizionali in modo che tutta la taratura venga ricondotta alla regolazione di una resistenza per le portate in c.c. ed una per le portate in c.a.

Le misure amperometriche vengono effettuate come si vede con il sistema a partitore. In tal modo un cattivo contatto del commutatore di portata potrà ridurre la corrente nel circuito ma non altererà la validità della misura.

Si noti d'altra parte che le restanti commutazioni c.c., c.a. e VA non presentano pericolo, in quanto sono state introdotte in punti ad alta resistenza del circuito. A questo proposito richiamiamo l'attenzione del lettore sul fatto che la prima resistenza relativa alla portata voltmetrica in c.c. è stata introdotta nel circuito prima di ogni commutazione (R_1).

Il pregio di questo strumento sta inoltre nel fatto che nonostante l'aumentata complessità dei circuiti e delle commutazioni è stata conservata la disposizione coassiale con doppio indice per le portate in continua ed alternata.

Certo in proposito si impone una considerazione: che per la complessità di commutazioni e la delicatezza delle tarature si tratta di una costruzione che va riservata al campo professionale ed alla grande costruzione di serie.

costruito con la massima facilità. Si è fatto uso infatti di un commutatore di tipo comune. I contatti non sono di serie ma attualmente qualsiasi Casa costruisce questo tipo (11 posizioni max) su commissione secondo i desideri del cliente.

Come si vede sono previste misure di volt in c.c. ed in c.a. In ambedue i casi la sensibilità dello strumento viene mantenuta di 100 μA f. sc. con un'impedenza di 10.000 ohm/V. A ciò provvedono due resistenze poste in derivazione allo strumento (R_{11} ed R_{12}) che portano la sensibilità dello strumento che è di circa 70 μA al valore desiderato.

Il commutatore destinato alle posizioni c.c.÷c.a. S_2 è del tipo americano ed offre la massima sicurezza di contatto. Un simile tipo di commutazione è possibile tenendo conto che la resistenza interna dello strumento è di circa 650 Ω. La resistenza di contatto infatti non può portare una variazione apprezzabile nelle misure.

Il raddrizzatore di corrente è del tipo a 4 pastiglie a ponte, di ridottissime dimensioni e ciò allo scopo di permettere una discreta linearità di responso nelle misure di bassa frequenza.

Le portate indicate cominciano col volt e con i 5 volt fondo scala. Per questi valori il raddrizzatore ad ossido di rame introduce una resistenza variabile al variare della corrente per cui i valori più bassi della scala risultano contratti. La scala dello strumento (tipo Weston) tiene conto di questo fatto con 2 scale separate per questi valori.

Per chi non possedesse una scala corretta sullo strumento facciamo presente che con una disposizione come quella indicata nello schema di fig. 2 per il circuito di rettificazione (che fa uso di due soli elementi rettificatori) e rinunciando alla portata da 1 V fondo scala si può praticamente ottenere una scala lineare almeno per i 4/5 della scala stessa.

Lo schema così come è presentato può

ceramica e si è fatto uso parsimonioso di stagno da saldare pulendo accuratamente il pezzo dopo l'operazione di saldatura a mezzo di solvente.

Spesso infatti la bachelite imbevuta di pasta da saldare può dare luogo a piccoli archi locali tra contatto e contatto.

La portata 2500 V fondo scala viene realizzata a mezzo di un puntale a parte con una resistenza da 22,5 MΩ fissata all'interno mentre al commutatore è fissata una resistenza da 2,5 MΩ che oltre a servire per una portata da 250 V fondo scala, permette, come vedremo in seguito, l'estensione della scala degli Ω ai valori più alti.

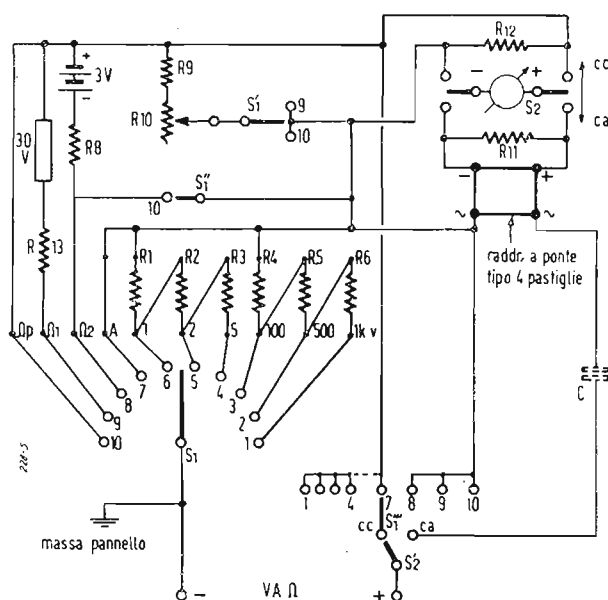
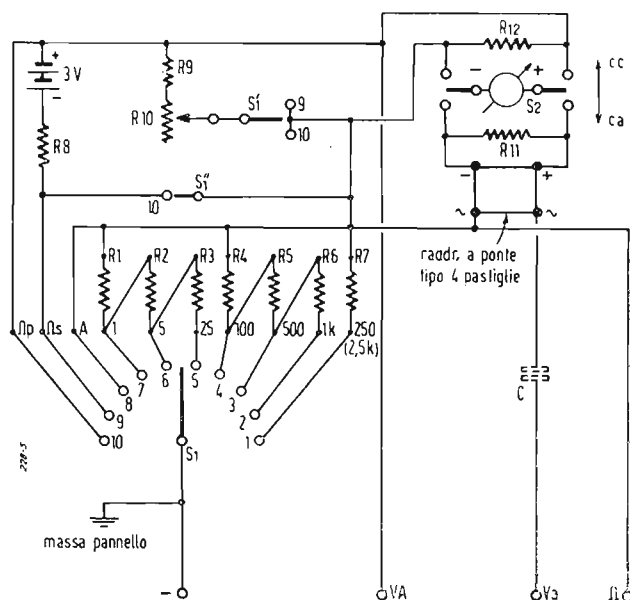
La posizione A (convenzionalmente indicata col n. 8) del commutatore inserisce tra i puntali lo strumento permettende la misura di una corrente di 100 μA fondo scala. Due portate superiori da 5 e 100 mA sono state realizzate con due spine multiple (si tratta di prese di corrente che superiormente portano due boccole collegate ai propri spinotti permettendo l'inserzione anche di un'altra spina) cui sono stati applicati gli shunt corrispondenti. Per la misura si procede come segue:

Staccati gli spinotti dei cavi di misura, questi vengono infilati nelle boccole superiori della presa che porta lo shunt e la presa stessa va collegata agli attacchi — e VA del pannello.

Una simile disposizione permette la massima sicurezza in quanto:

— lo shunt se pur di dimensioni ridotte si presenta come robustissimo e con ottimi contatti;

— il filo di resistenza resta protetto in quanto può con tutta facilità venir sistemato nello spazio normalmente destinato al cordone della spina. Una volta sistemato lo shunt conviene riempire la cavità con paraffina;

— prima di effettuare la misura è sempre possibile verificare la continuità dello shunt semplicemente spostando il commutatore sulla posizione 10 dei volt.

A sinistra: Fig. 3. - Schema elettrico dell'analizzatore realizzato. I resistori, tutti tarati all'1%, hanno i seguenti valori: $R1$ = 9.500 ohm; $R2$ = 40 k; $R3$ = 200 k; $R4$ = 1 M; $R5$ = 4M; $R6$ = 5 M; $R7$ = 250 k; $R8$ = 24,5 k; $R9$ = 2.000 ohm; $R10$ = 2.500 ohm, pot.; $R11$ e $R12$ vedi testo. L'eventuale condensatore C, è di 1 microF, 1500 V lavoro, carta. *A destra*: Fig. 4. - Una variante dello schema di fig. 3. Uguali valori dei componenti, salvo $R13$ = 250 k, con taratura 1%.

Al radioamatore che vorrà equipaggiare convenientemente converrà montare degli strumenti a ponte su dei pannellini metallici.

LA REALIZZAZIONE PRATICA

L'analizzatore realizzato presenta un notevole interesse in quanto può venire auto-

sopportare benissimo una misura di 1000 V fondo scala.

Il polo negativo è collegato alla massa del pannello. L'unico pericolo potrebbe essere rappresentato da un arco che scoccasse tra le pagliette del commutatore. Per questo motivo la parte destinata a portare le resistenze addizionali è stata montata in

Se lo shunt fosse interrotto sarebbe possibile misurare la tensione che esiste ai capi.

Le resistenze addizionali R_1, R_2 ed R_3 come pure R_4, R_5 ed R_6 sono state disposte in serie in modo da giocare sulla compensazione delle tolleranze per avere un valore più preciso.

Le resistenze stesse infatti sono state commesse alla ditta costruttrice prescrivendo il senso delle tolleranze stesse.

Le resistenze sono del tipo chimico. Esse danno buon affidamento di non scostarsi anche col tempo dal valore prescritto di un valore superiore al max all'1 % del valore teorico. In questi ultimi tempi infatti sono stati compiuti notevoli passi in avanti per quanto riguarda le vernici di protezione che sono principalmente responsabili degli scostamenti che si possono verificare.

Gli ultimi due scatti del commutatore sono destinati alle due portate in ohm.

La prima viene realizzata disponendo in serie allo strumento una resistenza R_8 da 24.500 ohm ed una piletta di 3 V cui è richiesta in sostanza una corrente di poco più di 100 μA.

Una sezione del commutatore S_1' inserisce per le 2 portate in ohm una derivazione allo strumento per la regolazione del valore fondo scala.

Un'altra sezione dello stesso commutatore S_1'' permette di eseguire la misura dei bassi valori disponendo i cordoni dei puntali ai capi della bobina mobile dello strumento.

In questa portata il campo di misura va dai 20 ohm ai 5000 mentre nella prima dai 1000 si può arrivare ad 1 MΩ.

Si noti che in quest'ultima portata le polarità della piletta corrispondono a quelle dei cordoni, particolare questo che risulta comodo per il controllo degli elettrolitici.

In questo piccolo analizzatore non è stata considerata la possibilità di misurare dei volt di uscita cioè di separare con un condensatore la tensione continua di un circuito dall'alternata da misurare.

Chi lo desiderasse non dovrà far altro che inserire ove indicato in tratteggio un condensatore da 1 μF 1500 V lavoro.

Dato che si tratta di uno strumento da 10.000 Ω/V la reattanza del condensatore che sarà di circa 3000 ohm a 50 Hz non influenzerà sensibilmente le misure dando luogo tra l'altro ad una caduta di tensione in quadratura.

La disposizione che è stata fin qui descritta dà luogo a 4 terminali di uscita sui quali va commutato a seconda delle misure uno dei terminali (quello negativo restando sempre praticamente fisso).

In fig. 4 è indicata una nuova disposizione che presenta il notevole vantaggio di non richiedere che due terminali di attacco e di non imporre per conseguenza nessun spostamento degli spinotti relativi ai puntali.

Sono richieste sostanzialmente due commutazioni in più. Una per il commutatore S_1 per la commutazione degli ohm ed una per S_2 per il terminale dei V.

Quest'ultima comporta un commutatore a 3 vie 2 posizioni. Consigliamo a questo proposito l'uso di un tastino di tipo telefonico che offre il vantaggio tra l'altro di richiedere pochissimo spazio.

Nello stesso schema è indicata anche la possibilità di estendere il campo di misura degli ohm fino a permettere la misura dei 10 MΩ. E ciò tramite una piletta da 30 V di ridotte dimensioni del tipo di quelle che vengono impiegate per gli apparecchi di rinforzo dell'udito. La resistenza R_{13} sarà da 250 kΩ.

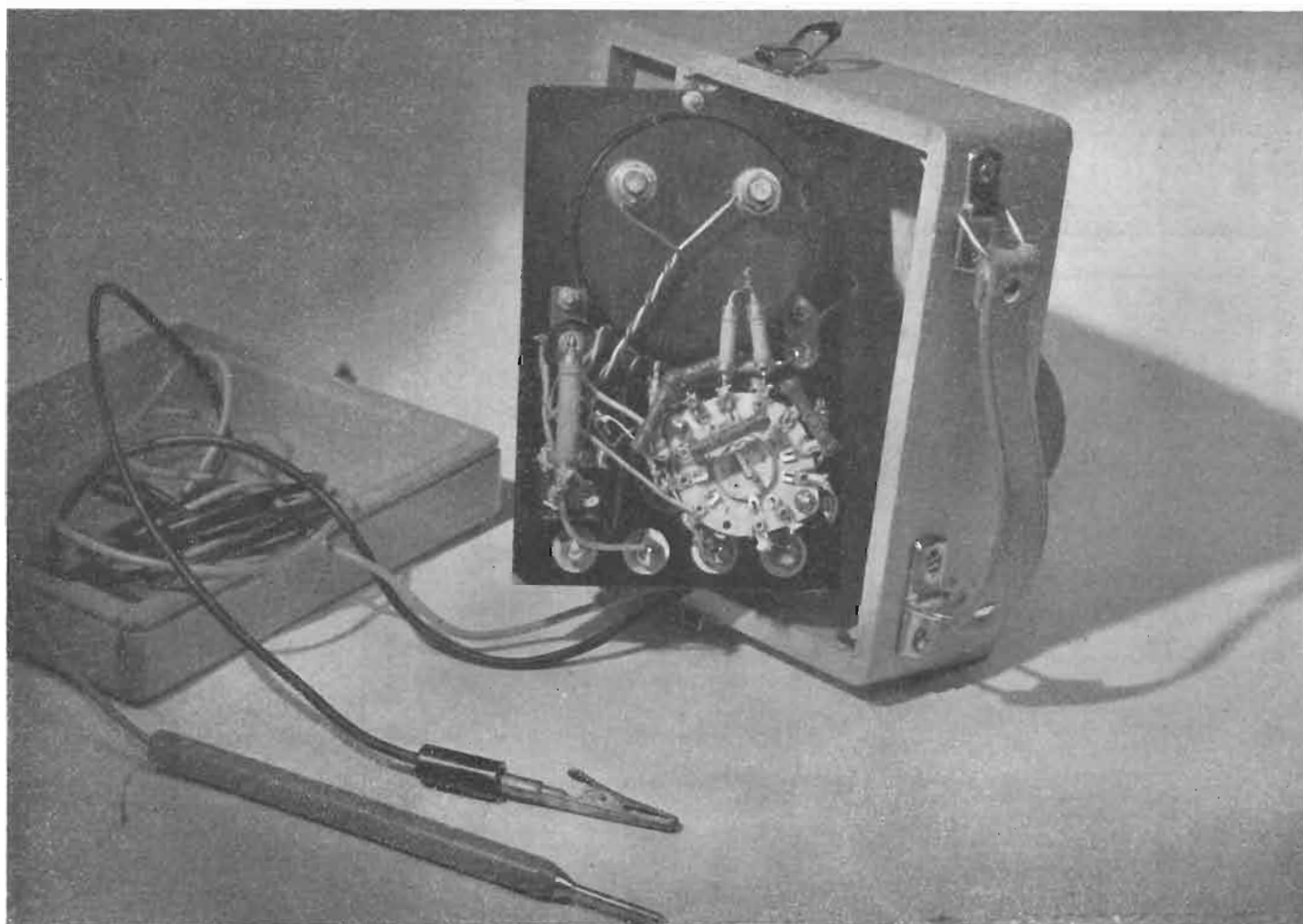
La fig. 5 fornisce i dati costruttivi del pannello. Da essa è possibile dedurre il ridotto ingombro che è stato conseguito.

In fig. 6 è riportata la fotografia del retro del pannello. Come si vede le resistenze sono state montate direttamente sul commutatore sulla sezione in ceramica.

Il resto del cablaggio, che è semplicissimo, si raccoglie attorno ai commutatori. Il comando di regolazione degli ohm è stato fissato di lato nella scatoletta al coperchio che chiude la custodia che ospita la piletta di 3 V.

La precisone conseguita è stata all'incirca del 2,5 %. Il controllo è stato eseguito con un « Avo major » con scala a specchio.

(*il testo segue a pag.* 55)

Sopra: Fig. 5. - Piano di foratura del pannello frontale. *Sotto*: Fig. 6. - Vista posteriore dell'analizzatore.

Guide d'onda - Elementi di circuiti

Iridi induttive, capacitive e risonanti - Fattore di merito - Viti di sintonia - Trasformatori in quarto d'onda - Risonatori cavi Fattore di merito - Accordo - Accoppiamenti

(PARTE TERZA)

di GABRIELE CICCONI

1) IRIDI INDUTTIVE, CAPACITIVE E RISONANTI

Se in una guida d'onda vi sono delle discontinuità, come per esempio una rapida diminuzione della sezione (fig. 1), una parte dell'energia che si propaga verrà riflessa e causerà delle onde stazionarie lungo la guida. Così in effetti una discontinuità si presenta come una reattanza dato che non assorbe energia.

Si possono quindi creare delle reattanze, dimensionando opportunamente determinate discontinuità lungo la guida che, a seconda della loro forma, si comportano induttivamente, capacitivamente o possono essere addirittura risonanti.

Fig. 1. - a) Guida d'onda con salto di impedenza e discontinuità; b) circuito equivalente.

Normalmente le discontinuità sono realizzate simmetricamente e parallelamente alle pareti e si chiamano iridi o finestre.

Per il modo $TE_{1,0}$ una finestra parallela al lato b della guida si comporta come una induttanza mentre una finestra parallela al lato a della guida si comporta come una capacità (fig. 2).

Nelle guide d'onda si usano le iridi, come gli stub nelle linee coassiali, per adattamenti di impedenza, per realizzare trasformatori e circuiti risonanti.

Nel precedente articolo si parlava di adattamento di una guida ad un carico riflettente per mezzo di suscettori e si faceva riferimento ad una grandezza detta suscettanza normalizzata che era stata indicata come il parametro più conveniente per la risoluzione di questi problemi.

Adesso per il riferimento alle relazioni più comuni per il dimensionamento delle iridi, si farà uso di questa grandezza che risulta molto vantaggioso adoperare.

La suscettanza teorica di un'iride induttiva si può calcolare con la seguente relazione:

$$B = -\frac{\lambda g}{a} \cot^2 \frac{\pi d}{2a} \quad [1]$$

dove λg è la lunghezza d'onda nella guida, d è l'apertura dell'iride (fig. 2a), a è il lato maggiore della guida.

Il valore di suscettanza che si trova sperimentalmente è generalmente più grande di quello calcolato con l'eq. [1], dato che questa non tiene conto dello spessore dell'iride.

Fig. 2. - Tipi di iridi e loro circuiti equivalenti: a) induttiva; b) capacitiva; c) risonante.

La suscettanza normalizzata di un'iride capacitiva si può calcolare con la relazione:

$$B_0 = \frac{1,7}{\lambda g} \log_{10} \operatorname{cosec} \frac{\pi d}{2b} \quad [2]$$

dove b è lato minore della guida. Questa espressione è stata ricavata considerando nullo lo spessore dell'iride.

Siccome in questo caso lo spessore ha un effetto apprezzabile un'espressione per il calcolo della B che tenga conto anche di ciò è la seguente:

$$B = B_0 + \frac{2\pi s}{\lambda g} \left(\frac{b}{d} + \frac{d}{b}\right) \quad [3]$$

dove s è lo spessore dell'iride e B_0 è la suscettanza normalizzata per $s = 0$ come dall'eq. [2].

Le applicazioni pratiche delle iridi capacitive sono limitate ai sistemi in cui sono in gioco piccole potenze dato che provocando una diminuzione della dimensione b della guida, nel punto in cui viene inserita, fa diminuire il gradiente di potenziale e rende quindi possibili eventuali scariche.

Una combinazione di un'iride induttiva con una capacitiva dà luogo ad un'iride composta che si può comportare come un circuito risonante parallelo in derivazione alla guida, se è soddisfatta la condizione di risonanza: cioè se le suscettanze induttive e capacitive si eguagliano. In figura 3a-b-c sono riportati degli esempi tipici di realizzazioni pratiche di iridi induttive capacitive e composte.

Come è stato accennato, dimensionando un'iride composta in modo che le suscettanze induttive e capacitive risultano eguali questa si comporta come un circuito risonante che, alla risonanza, presenterà una ammettenza essenzialmente conduttiva. A frequenze minori di quella di risonanza presenterà una suscettanza negativa, mentre a frequenze più elevate apparirà come una suscettanza positiva.

Nella realizzazione più semplice l'iride può assumere la forma illustrata in fig. 4. Essa viene realizzata sperimentalmente e costruita con metallo di buona conduttività.

Fig. 3. - Tipi di iridi: a) induttive; b) capacitive; c) composte.

Le dimensioni a' e b' soddisfano approssimativamente la seguente relazione:

$$\frac{a'}{b'}\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{2a'}\right)^2}=\frac{a}{b}\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} \quad [4]$$

e si può dire che il lato maggiore dell'iride a' è uguale alla distanza focale di una iperbole che abbia una distanza fra i vertici AB eguale a $\lambda/2$.

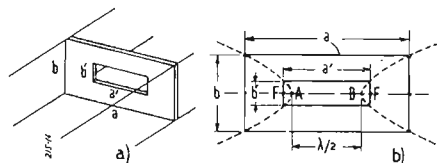



Fig. 4. - Iride risonante.

Il fattore di merito Q dell'iride, essendo il rapporto fra l'effettiva reattanza e la resistenza, non è funzione solo delle perdite dovute alla resistenza rf del conduttore ma anche delle perdite di radiazione, che dipendono dalle condizioni con cui l'iride lavora.

Nello spazio libero il Q è molto basso e così quando viene usata in guide d'onda ordinaria, specie in confronto con i valori che si possono ottenere con i risonatori cavi. Generalmente il Q delle iridi che si ottiene in pratica è minore di 10 e solo in casi speciali e con determinate forme dell'iride si può raggiungere valori dell'ordine di 50. Nel caso di un'iride rettangolare, come nel caso di fig. 4, si ha il Q minimo dato che l'asse maggiore dell'iride è perpendicolare alle linee di forza del campo elettrico. Si dimostra che il Q aumenta, entro certi limiti, con l'angolo che l'asse maggiore dell'iride forma con le linee di forza del campo elettrico, così pure spostando l'iride verso un lato della guida.

Queste considerazioni conducono alle realizzazioni di iridi di forme determinate che si discostano dalle figure geometriche usuali come illustrato in fig. 5. La costruzione di queste iridi è molto semplice e nei casi

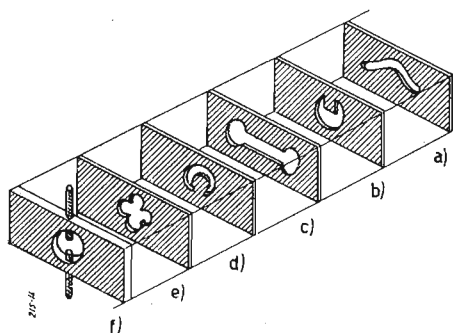



Fig. 5. - Tipi di iridi risonanti.

in cui possono essere usate semplificano in maniera considerevole la struttura degli apparati.

2) VITI DI SINTONIA

Una vite che viene introdotta nella guida parallelamente alle linee di forza del campo elettrico (fig. 6) si comporta come una suscettanza capacitiva che è funzione della penetrazione della vite nella guida. Quando la penetrazione raggiunge circa un quarto d'onda la vite si comporta come un'iride risonante dato che tutta l'onda incidente viene riflessa.

Per penetrazioni superiori ad un quarto d'onda il comportamento della vite diventa induttivo. Però in tutte le applicazioni pratiche le viti di sintonia vengono usate nella zona di regolazione capacitiva. Il fattore di merito Q di una vite aumenta diminuendo il diametro della vite quindi, a secondo degli scopi prefissi, va scelto il diametro delle viti di sintonia.

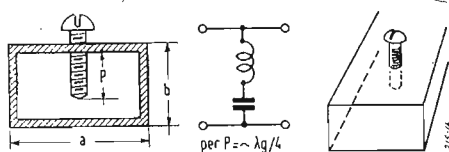



Fig. 6. - Vite di sintonia in una guida d'onda e suo circuito equivalente.

In fig. 7 è riportato un diagramma, ricavato sperimentalmente, che dà la variazione della suscettanza normalizzata di una vite da 3 mm con la sua penetrazione in una guida da $1\frac{1}{2} \times \frac{3}{4}$ per $\lambda = 5{,}5$ cm.

Per adattamento a larga banda vengono generalmente usate tre viti di sintonia separate fra loro di un quarto d'onda. Questa in genere è la combinazione più usata quando si desiderano sintonie piatte.

Un metodo per ottenere con una sola vite suscettanze capacitive ed induttive, senza che la vite penetri più di un quarto d'onda nella guida, è quello di avere delle regolazioni in modo che la vite oltre essere sporgente nella guida sia anche rientrante. Infatti una vite rientrante dà luogo ad una cavità che si comporta come una suscettanza induttiva concentrata che varia con l'altezza della cavità cilindrica ottenuta. Un sintonizzatore a doppia vite per $\lambda = 10$ cm (doppio stub) è illustrato in fig. 8. Esso è realizzato con due viti del diametro di 5 cm separate fra loro di 1/8 λg.

Generalmente un sintonizzatore di questo tipo viene usato per gli adattamenti a larga banda delle iridi e delle transizioni da linea coassiale a guida d'onda.

3) TRASFORMATORI IN QUARTO D'ONDA

Un trasformatore in quarto d'onda può essere realizzato in una guida d'onda riducendo le dimensioni della guida per una sezione di lunghezza pari a $\lambda g/4$.

Le dimensioni del trasformatore si possono calcolare con la seguente relazione:

$$\frac{a'}{b'}=\frac{Z_0}{Z_0'}\cdot\frac{a}{b}\cdot\frac{\lambda g'}{\lambda g} \quad [5]$$

dove a e b sono le dimensioni della guida di impedenza Z_0, a' e b' sono le dimensioni della sezione di guida in quarto d'onda di impedenza Z_0', λg la lunghezza d'onda nella guida e $\lambda g'$ la lunghezza d'onda nella sezione in quarto d'onda.

L'inserzione di un trasformatore in quarto d'onda, comportando un salto di impedenza caratteristica nella guida, introduce alle estremità, presso le giunzioni della sezione in quarto d'onda, delle suscettanze derivate che si possono calcolare con le eq. [2] e [3].

Queste suscettanze possono essere sintonizzate con i metodi indicati precedentemente onde adattare il trasformatore entro un'ampia gamma di frequenza.

Il metodo più usato per la realizzazione pratica di un trasformatore in quarto d'onda è quello illustrato in fig. 9.

Esso è un trasformatore capacitvo asimmetrico la cui ammettenza di ingresso, vista dal generatore quando il carico è adattato, soddisfa la relazione:

$$\frac{Y_e}{Y_0}=\left(\frac{b}{b'}\right)^2 \quad [6]$$

dove Y_0 è l'ammettenza caratteristica nella sezione in quarto d'onda.

Questo tipo di trasformatore ha il vantaggio che può essere inserito in una guida come un manicotto e aggiustato per il minimo *ROS*, praticando una scanalatura nel centro della guida e spostando il manicotto con un comando esterno isolante.

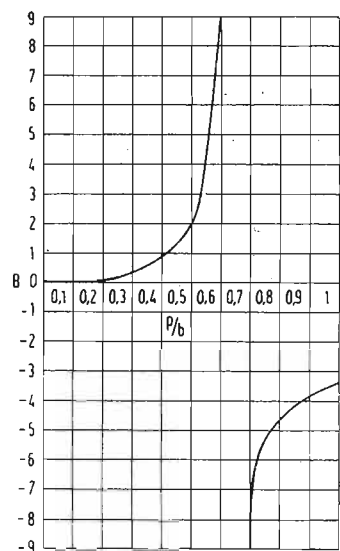



Fig. 7. - Variazione della suscettanza normalizzata di una vite da 3 mm con la penetrazione nella guida (a = 1½"; b = ¾"; λ = 5,5 cm)

B = suscettanza normalizzata

$$\frac{P}{b} = \frac{\text{penetrazione della vite}}{\text{altezza della guida}}$$

Per aumentare la larghezza di banda di un trasformatore in quarto d'onda si possono usare due sezioni in quarto d'onda distanti fra loro $\lambda g/4$. Generalmente un trasformatore di questo tipo si realizza con due piastrine isolanti larghe $\lambda g/4$ che possono essere spostate lungo la guida e per avere un'ampia possibilità di regolazione si fanno anche a penetrazione variabile (fig. 10). Il materiale più usato per la realizzazione di questo tipo di trasformatore è il micalex.

4) RISONATORI CAVI

Ogni superficie chiusa con pareti conduttive può consentire nel suo interno oscillazioni elettromagnetiche e possiede alcune frequenze di risonanza nei riguardi di tali oscillazioni. Risonatori di questo tipo sono chiamati cavità risonanti e tro-

vano vasto impiego come circuito risonante nel campo delle microonde per frequenze superiori ai 3000 MHz. Infatti i risonatori presentano vantaggi di semplicità, di dimensioni relativamente grandi rispetto alle lunghezze d'onda in gioco, di alta impedenza derivata e di alto Q. Molto di quanto è stato detto per le linee coassiali risonanti può essere ripetuto ed applicato alle cavità, considerando queste come elementi di guide d'onda, le cui dimensioni possono essere scelte in modo da avere la propagazione del modo desiderato con il massimo rendimento.

Le dimensioni a e b della guida in massima parte determinano la frequenza di taglio, l'attenuazione, il modo di propagazione desiderato come descritto nel precedente articolo. La dimensione z (figura 11a) determina la frequenza di risonanza.

L'espressione che dà la lunghezza d'onda di risonanza λ per una cavità rettangolare è la seguente:

$$\lambda = \frac{2}{\sqrt{(l/2)^2 + (m/a)^2 + (n/b)^2}} \qquad [7]$$

dove l è il numero delle mezze lunghezze

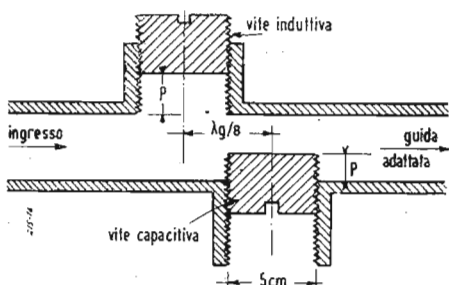



Fig. 8. - Sintonizzatore a doppia vite per λ = 10 cm

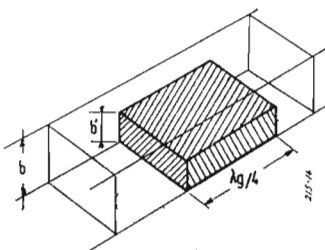



Fig. 9. - Trasformatore in quarto d'onda capacitivo asimmetrico.

d'onda nella direzione z. m ed n sono rispettivamente il primo ed il secondo indice del modo di propagazione desiderato. Nelle cavità risonanti viene aggiunto un terzo indice, ai due che esprimono il modo di propagazione desiderato, che corrisponde al numero delle mezze lunghezze d'onda nella direzione z. Per esempio per un modo $TE_{1,0,1}$ essendo $m=1$ $n=0$ $l=1$ si ha:

$$\lambda = \sqrt{2a} \qquad [8]$$

Il Q di una cavità risonante si può considerare come espressione del rapporto fra l'energia immagazzinata nei campi del risonatore e l'energia perduta per ogni periodo. In generale esso è proporzionale a:

$$Q \propto \frac{1}{\delta} \frac{V_c}{S} \qquad [9]$$

dove V_c è il volume della cavità, S la superficie interna e δ la resistenza RF del conduttore.

Si abbia presente che:

$$\delta = \sqrt{\rho/\pi\omega}$$

dove ρ = resistività in ohm × 10^{-9} per centimetro cubo (per il rame ρ = 1,74 . 10^{-9}) e $\omega = 2\pi f$ dove f è la frequenza in hertz.

Il Q della cavità definita dall'eq. [8] si può calcolare con la relazione:

$$Q = 0.353 \frac{\lambda}{\delta} \frac{1}{1 + a/2b} \qquad [10]$$

La resistenza dinamica alla risonanza di questa cavità è data da:

$$R = 120 \frac{\lambda}{\delta} \frac{b}{a} \frac{1}{1 + a/2b} \qquad [11]$$

Le cavità cilindriche sono impiegate in molte applicazioni (fig. 11b). Le caratteristiche di queste cavità dipendono dalle radici delle funzioni di Bessel. La lunghezza d'onda di risonanza è determinata unicamente dal diametro e non è influenzata dall'altezza, come dimostra anche l'eq. [8] che dà la lunghezza d'onda di risonanza di una sezione di guida rettangolare. Per il modo fondamentale (fig. 11b) si ha:

$$\lambda = 2,61\, a \qquad [12]$$

$$Q = 1.41 \frac{a}{\delta} \frac{1}{1 + a/z} \qquad [13]$$

$$R = 102 \frac{z}{\delta} \frac{1}{1 + a/z} \qquad [14]$$

Un tipo molto usato di risonatore cavo è quello illustrato in fig. 11c che viene detto « rientrante » cilindrico.

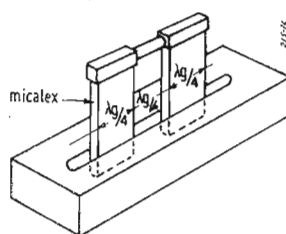



Fig. 10. - Doppio trasformatore in quarto d'onda.

La lunghezza d'onda di risonanza può essere calcolata approssimativamente con il metodo delle costanti concentrate. Si determina cioè la capacità fra le due superfici piane B B' e si presume che essa sia in serie con una induttanza di una spira avente sezione trasversale come indicato in figura 11c. Per il risonatore cilindrico rientrante tutto ciò porta alla relazione (1):

$$\lambda = 2\pi a \sqrt{\frac{h}{d} \log_e \frac{b}{a}} \qquad [15]$$

Le notazioni a, h, d sono indicate in fig. 11c.

Per un risonatore rientrante sferico (figura 11d) analogamente si ha (1):

$$\lambda = 5.56\, r \sqrt{\frac{R}{d}\left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{r}{R}\right)^2}\right]} \qquad [16]$$

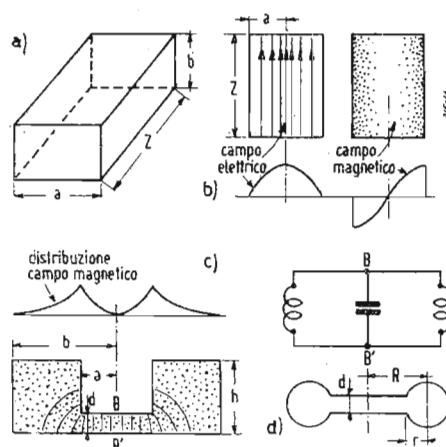



Fig. 11. - Tipi di risonatori cavi: a) a base rettangolare; b) cilindrico; c) rientrante cilindrico e suo circuito equivalente; d) rientrante sferico.

Le notazioni sono quelle di fig. 11d e sono in cm.

I risultati calcolati danno sempre un valore minore del valore esatto e l'errore dipende moltissimo dall'apprezzamento della dimensione d. In genere affinchè si abbia il valore esatto il risultato ottenuto con l'eq. [15] va moltiplicato per un fattore che varia da 1,25 a 1,75.

Nella Tabella I è riportato un monogramma per il calcolo dei risonatori rientranti cilindrici, i quali sono generalmente usati nei Klystrons.

La frequenza di risonanza di un risonatore cavo può essere variata o alterando le dimensioni, o introducendo delle reattanze (fig. 12). Piccole variazioni delle dimensioni si ottengono con pareti flessibili

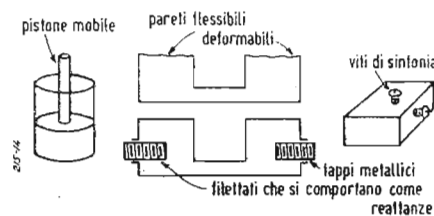



Fig. 12. - Metodi di sintonia delle cavità risonanti.

mentre variazioni più cospicue richiedono organi scorrevoli. La frequenza di risonanza di un risonatore a cavità rientrante è particolarmente sensibile alla distanza fra le pareti rientranti. Il Q dei risonatori rientranti è più basso che non quello che si può ottenere con i risonatori cilindrici o prismatici come facilmente si comprende esaminando l'eq. [9]. Infatti per ottenere un Q alto il risonatore deve avere un forte rapporto fra volume e superficie. La ragione fisica di ciò appare evidente pensando che l'energia viene immagazzinata nel volume della cavità mentre le perdite di energia si verificano lungo le superfici di contorno, entro la parete. In genere si possono avere valori di Q intorno alle 50.000 unità per cavità cilindriche e di circa 10.000 unità per le cavità rientranti.

(1) *Terman Radio Engineers Handbook*, pag. 268.

I valori di resistenza dinamica alla risonanza che si possono avere con i risonatori cilindrici si aggirano sui $2 \div 4$ MΩ mentre per quelli rienrtanti si aggirano sui $0,3 \div 0,8$ MΩ.

L'accoppiamento con una cavità risonante può essere fatto con fasci elettronici, spire o elettrodi. L'accoppiamento elettronico si realizza facendo passare un fascio di elettroni attraverso il risonatore (figura 13a). Condizione necessaria per tale accoppiamento è che il tempo di transito degli elettroni sia piccolo in confronto al periodo corrispondente alla frequenza di risonanza del risonatore. La cavità rientrante si presta ottimamente a questo tipo di accoppiamento dato che il fascio elettronico può percorrere agevolmente lo spazio ristretto del risonatore. Se il fascio elettronico viene convogliato nel risonatore in modo tale che gli elettroni procedano a gruppi succedentisi uno per periodo allora il risonatore verrà eccitato dal fascio e se la cavità è dimensionata in modo che la frequenza di risonanza corrisponda alla frequenza degli addensamenti, allora si genereranno nella cavità oscillazioni di grande ampiezza. Se la cavità viene eccitata da un fascio continuo di elettroni allora questi saranno accelerati e rallentati dalle oscillazioni nell'interno del risonatore (2).

L'accoppiamento magnetico con un risonatore può essere ottenuto con una piccola spira orientata in modo da concatenarsi con le linee di flusso magnetico, corrispondenti alla forma di oscillazione desiderata.

Facendo passare una corrente attraverso la spira si genereranno delle oscillazioni mentre reciprocamente l'oscillazione esistente nel risonatore indurrà una tensione nella spira.

L'accoppiamento con spira è equivalente al circuito di fig. 13b. Il rapporto n fra l'impedenza accoppiata con la spira e la resistenza dinamica del risonatore si può considerare:

$$n = \left(\frac{2 S_{sp}}{S_r} \right)^2 \qquad [17]$$

dove S_{sp} è la superficie della spira e S_r è la sezione del risonatore. L'entità dell'accoppiamento si può variare ruotando la spira. L'accoppiamento si riduce a zero quando il piano della spira è parallelo a flusso magnetico.

Un risonatore si può anche eccitare con un elettrodo capacitivo (fig. 13c). In questo caso l'elettrodo produce una componente del campo elettrico. L'accoppiamento con un elettrodo capacitivo si realizza in modo che si concateni con le linee di forza del campo elettrico.

E' anche possibile accoppiare direttamente le cavità con le guide d'onda. Questo tipo di accoppiamento si realizza solo a frequenze superiori ai 10.000 MHz.

E' da tener presente che un foro nel risonatore causa l'irradiazione di energia, se esistono oscillazioni nell'interno, o reciprocamente causa un accoppiamento se esistono campi oscillanti all'esterno. La perdita di energia attraverso un foro è proporzionale al cubo della sezione del foro.

Nel progettare una cavità risonante bisogna fare in modo che tutti gli eventuali giunti siano paralleli alle linee di corrente. I giunti che sono attraversati da correnti introducono perdite elevate riducendo il Q e la resistenza dinamica del risonatore.

Fig. 13. - Tipi di accoppiamento: a) elettronico in un risonatore rientrante; b) con spira in un risonatore cilindrico; c) con sonda capacitiva in un risonatore cilindrico.

Tabella I - Nomogramma per il calcolo dei risonatori rientranti cilindrici.

(2) Su questi principi si basano i tubi a modulazione di velocità che vengono usati come generatori di microonde (tubi Klystrons).

BIBLIOGRAFIA

1) Ragan: *Microwave transmission circuits*; Mac Graw, New York.
2) Moreno: *Microwave transmission design data*; Mac Graw, New York.
3) *Microonde*, Istituto Bibliografico Italiano.
4) Racker: *Microwave components*; «REE», aprile 1950.
5) Hamilton: *Klystrons and microwave triodes*; Mac Graw, New York.

PREMIO D' INCORAGGIAMENTO Dott. Ing. ENRICO MURTULA

Con la fine dell'anno 1952 è scaduto il primo triennio (1950-1952) per il conferimento del premio d'incoraggiamento « Dott. Ing. Enrico Murtula ».

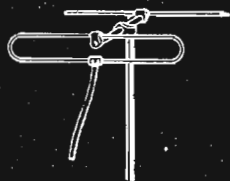
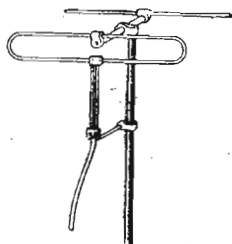
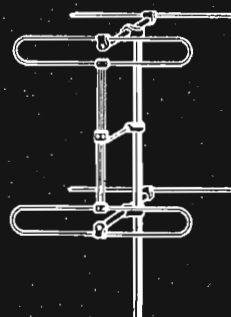
Il premio, indivisibile, è costituito dall'ammontare degli interessi maturati nel triennio sulla somma offerta dal Gruppo Magneti Marelli e da amici e collaboratori del compianto Dott. Ing. Enrico Murtula, assegnata in amministrazione alla Fabbrica Italiana Magneti Marelli, e risulta per il triennio in corso di lire trentamila circa.

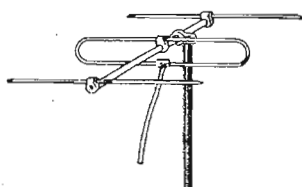
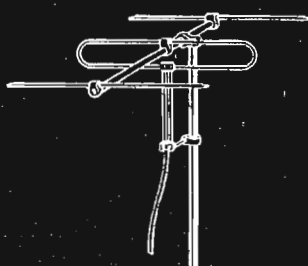
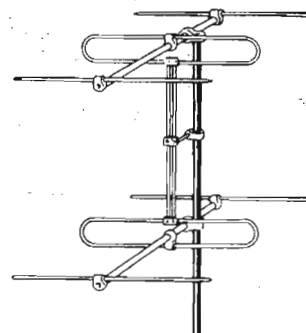
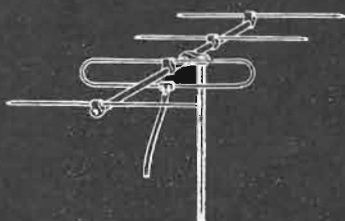
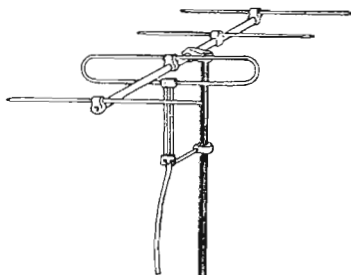
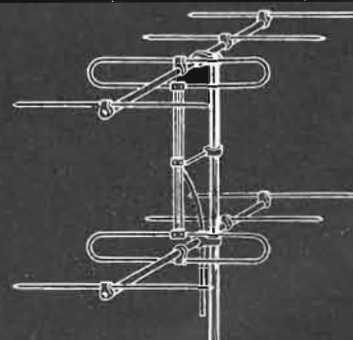
●

Il premio viene assegnato dal Presidente dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, su conforme proposta di una Commissione di tre membri, da lui nominata e presieduta, all'autore o agli autori (cittadini italiani e residenti in Italia) della migliore memoria di carattere tecnico-scientifico nel campo delle radio comunicazioni comparsa nel triennio in pubblicazioni italiane o straniere e possibilmente suscettibile di applicazione industriale.

●

La Commissione prenderà in esame i lavori che le vengano trasmessi dagli interessati entro l'aprile dell'anno successivo al termine del triennio. Il premio viene assegnato entro l'autunno del medesimo anno.

N.B. - Per questo triennio la scadenza è quindi quella del 30 aprile 1953.

AC 200

AC 201

AC 201 + 201

AC 300

AC 301

AC 301 + 301

AC 400

AC 401

AC 401 + 401

- LE ANTENNE PIÙ ADATTE PER OGNI PARTICOLARE INSTALLAZIONE TV e FM
- LA PIÙ LUNGA ESPERIENZA IN FATTO DI ANTENNE RICEVENTI PER TV e FM
- IL MAGGIORE NUMERO DI IMPIANTI EFFETTUATI IN TUTTA ITALIA
- LE ANTENNE PIÙ EFFICIENTI E DI PIÙ FACILE MONTAGGIO

Chiedete il nuovo LISTINO SETTEMBRE 1952 e l'istruzione
"Note per la scelta e il montaggio di Antenne per TV e FM".

ANTENNE PER TELEVISIONE E MODULAZIONE DI FREQUENZA

Lionello Napoli

VIALE UMBRIA, 80 • **MILANO** • TELEFONO 57.30.49

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura del Dott. Ing. Alessandro Banfi

Popolarità della TV

Chi ha avuto occasione di recarsi in Inghilterra in questi ultimi anni, ricorderà come, appena sbarcati sul suolo inglese, sulla via di Londra, ci appaia alla vista lo spettacolo delle centinaia di antenne della TV sovrastanti i tetti delle tipiche casette britanniche.

E' il primo incontro del viaggiatore forestiero con la televisione inglese, il quale non può fare a meno di meditare sulla diffusione e popolarità della TV in quel Paese. E ciò che colpisce è sopratutto la popolarità, chè le antenne spuntano da tetti di modestissime abitazioni più che da ville o palazzi.

La TV è stata colà chiamata " il cinema dei poveri ", e non è affatto considerata un genere di lusso.

" La TV non è cosa superflua ma una necessità della vita moderna ": questo era lo " slogan " che ispirava l'ultima grande Mostra Nazionale della Radio inglese dello scorso settembre a Londra. Ed i 2 milioni di abbonati alla TV inglese, sorti praticamente in soli 4 anni al ritmo di mezzo milione all'anno, sono una eloquente conferma del favore rapidamente conquistato dalla TV in tutti i ceti sociali inglesi.

A questo punto, per coerenza alle considerazioni sulla popolarità e diffusione della TV, non potrei fare a meno di accennare ai quasi 20 milioni di televisori americani oggi in funzione negli U.S.A.; preferisco invece parlare di casa nostra. E con immenso piacere tra l'altro, perchè anche da noi già si vedono spuntare numerose dai tetti lombardi e piemontesi le tipiche antenne della TV.

E' di ieri una sommaria indagine privata che dava circa 15.000 televisori oggi presenti in Alta Italia: cifra invero modesta ma che raffrontata al genere di programma sperimentale e di limitato impegno attualmente emesso dalla R.A.I., già palesa il grande, indubbio interesse del pubblico italiano a questa nuova (per l'Italia) forma di spettacolo.

E veramente molto interesse ed attesa vi sono per la TV italiana: interesse che andrebbe naturalmente alimentato ed accresciuto dalla qualità e genere dei programmi dalla R.A.I., nonchè dalle possibilità economiche di acquisto del televisore domestico.

Giova anzi ricordare che a quest'ultimo proposito la R.A.I. si è fatta recentemente iniziatrice di un'azione presso l'industria radio-elettronica italiana per l'avvento di un televisore di tipo economico il cui costo non dovrebbe superare le 150-160.000 lire. La cosa è allo studio e vi sono buone ragioni per ritenere raggiungibile un reciproco accordo su tali basi, anche in considerazione di particolari facilitazioni che la R.A.I. sarebbe disposta a concedere in contropartita dello sforzo dell'industria italiana in tale occasione.

Vi sono quindi tutte le premesse (e buone anche) per sperare in una notevole popolarità e diffusione della TV anche in Italia.

Si potrebbe ragionevolmente sperare in un numero di oltre 100.000 abbonati TV entro il prossimo anno, in base al vasto programma di realizzazione della rete televisiva italiana R.A.I. da noi esposto nello scorso numero di « l'antenna *».*

Non bisogna però dimenticare che il pubblico italiano è ben più esigente sotto innumeri profili, di quello anglosassone e che pertanto la TV potrà aspirare ad un grande favore e popolarità solo se le trasmissioni R.A.I. saranno di impeccabile qualità tecnica ed artistica. I seri propositi e le prime realizzazioni della R.A.I. in questo campo lasciano adito alle più ottimiste speranze. Già, anche in questa prima fase di progetto e preparazione della rete TV italiana, ci sono giunti dall'estero i primi favorevoli ed incuriositi commenti. Sta a noi ora di non sciupare questa magnifica occasione per mostrare al mondo le possibilità ancora insondate di questa modernissima... undecima Musa. E dico " noi ", perchè non è impresa unilaterale (cioè della sola R.A.I.), ma bensì strettamente legata alla indispensabile spontanea ed appassionata collaborazione del pubblico, che d'altronde già si sta timidamente manifestando attraverso le centinaia di lettere di apprezzamenti, commenti, proposte e consigli che continuano ininterrottamente a pervenire alla Direzione della R.A.I.-TV a Milano.

A. Banfi

Una scena della trasmissione TV della RAI, ispirata alla vita e alle opere di F. Garcia Lorca, nell'adattamento e regia di Alessandro Brissoni.

La deviazione magnetica

(Parte seconda)

dott. ing. Antonio Nicolich

CALCOLO DELL'ANGOLO DI DEVIAZIONE

Considerando il caso in cui il moto dell'elettrone sia perpendicolare, o presenti una componente perpendicolare, alla direzione del campo deviatore, la forza F che agisce sull'elettrone è misurata da:

$$F = B\ e\ v \qquad [7]$$

con:
F = forza in grammi
B = induzione in gauss
e = carica dell'elettrone in coulomb
v = velocità dell'elettrone in cm/sec

In un T.R.C. ricevente come schematizzato in fig. 10 il raggio elettronico è soggetto all'azione di due campi: il 1° campo è quello elettrostatico acceleratore, formato tra il catodo ed il 2° anodo a potenziale V_a; il 2° campo è quello elettromagnetico generato dalla bobina deviatrice percorsa dalla corrente di forma opportuna. Le spire della bobina di fig. 10 sono disposte con i loro tratti attivi

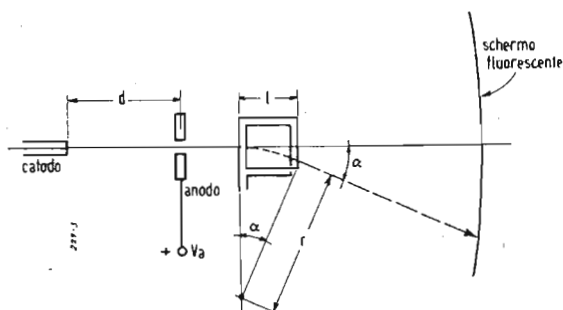



Fig. 10. - Schema di un tubo r.c. a deviazione elettromagnetica.

di lunghezza l paralleli all'asse del T.R.C., per cui il campo da esse prodotto è diretto normalmente al piano del foglio e all'asse del T.R.C., quindi anche alla direzione del moto degli elettroni provenienti dal catodo parallelamente all'asse. Con tale disposizione, ritenendo verticale il piano della fig. 10, la forza ponderomotrice risultante è diretta verticalmente e fa spostare il raggio elettronico verso il basso, o verso l'alto a seconda del senso della corrente circolante nella bobina. Nulla vieta di considerare orizzontale o comunque orientato il piano della fig. 10; in ogni caso la forza ponderomotrice è perpendicolare al campo della bobina e all'asse del T.R.C., ed il pennello è sollecitato a spostarsi nella direzione della forza ponderomotrice. In conclusione il campo creato dalla bobina di fig. 10 agisce sugli elettroni diretti parallelamente all'asse. Se la bobina fosse disposta coi tratti attivi delle sue spire normalmente all'asse del T.R.C., il campo da essa prodotto sarebbe diretto parallelamente a detto asse e quindi non eserciterebbe alcuna azione sugli elettroni mobili in tale direzione, mentre solleciterebbe quelli mobili in direzione perpendicolare all'asse del tubo; è questo l'effetto concentratore operato dalla bobina di messa a fuoco. Di ciò si riparlerà nel seguito, ma si è voluto qui mettere in evidenza i due diversi effetti di deflessione e di concentrazione basati sull'identico principio. Occorre tener conto che le correnti che creano i campi di scansione e concentratore non possono avere la stessa forma, perchè per la scansione, dovendo creare un campo variabile, occorre una corrente variabile a dente di sega, mentre per la messa a fuoco, dovendo creare un campo costante, occorre una corrente continua costante.

Se in fig. 10 la corrente nella bobina, supposta in un piano verticale, circola in senso antiorario, il campo è diretto perpendilarmente entro al foglio e si allontana dall'osservatore (2ª regola della mano sinistra), la forza ponderomotrice sposta il fascetto verso il basso verticalmente (regola della mano destra). Sotto l'azione della forza ponderomotrice il pennello elettronico segue una traiettoria circolare, perchè la forza è sempre perpendicolare allo spostamento; infatti l'elettrone mobile è diretto in ogni istante secondo la tangente alla traiettoria, la tangente deve essere a 90° colla forza ed è noto dalla geometria che questa proprietà è caratteristica del cerchio. La forza risulta diretta radialmente, ossia verso il centro dell'arco di cerchio descritto dall'elettrone. Per l'equilibrio dinamico la forza ponderomotrice data dalla [7] deve eguagliare la forza centrifuga dell'elettrone fornito di velocità v e di massa m:

$$B\ e\ v = \frac{m\ v^2}{r} \qquad [8]$$

Dalla [8] si ricava subito il raggio r della traiettoria elettronica:

$$r = \frac{m\ v}{B\ e}\ \text{cm} \qquad [9]$$

Con sufficiente approssimazione si può confondere la lunghezza dell'arco sotteso α (e misurata da $\alpha\ r$), con la lunghezza l del lato attivo della bobina. Volendo inoltre esprimere α in gradi anzichè in radianti, si perviene alla:

$$\frac{\alpha\ r\ \pi}{180} = l,\ \text{ossia}\ \alpha = \frac{180\ l}{\pi\ r}\ \text{gradi} \qquad [10]$$

La [10] esprime l'angolo di deviazione di un elettrone quando descrive un arco di raggio r cm sotto l'azione di un campo magnetico lungo l cm in direzione dell'asse del T.R.C.

Tenendo presente la [9], si può esprimere l'angolo α in funzione dell'induzione creata dalla bobina, della velocità dell'elettrone e del rapporto della sua massa alla sua carica:

$$\alpha = \frac{180\ l\ e\ B}{\pi\ m\ v} \qquad [11]$$

Esprimiamo ora la velocità v in funzione delle grandezze che determinano il campo elettrostatico acceleratore.

Se all'anodo distante d cm dal catodo è applicata la tensione V_a, l'intensità del campo, ritenuto uniforme, vale:

$$E = \frac{V_a}{d}\ \text{volt/cm}$$

L'energia fornita dal campo E all'elettrone di carica e vale $E\,d\,e = e\ V_a$ joule; quando l'elettrone raggiunge l'anodo acquista la velocità v e l'energia cinetica $\frac{m\ v^2}{2}$.

Per l'equilibrio dinamico le due energie devono eguagliarsi, cioè:

$$\frac{m\ v^2}{2} = e\ V$$

da cui si deduce il valore della velocità v:

$$v = \left[\frac{2\ e\ V_a}{m}\right]^{1/2}\ \text{cm/sec} \qquad [12]$$

dove: $e = 1{,}59 \,.\, 10^{-19}$ coulomb $= 4{,}77 \,.\, 10^{-10}$ u.e.s. = carica dell'elettrone; $m = 9{,}03 \,.\, 10^{-28}$ g = massa dell'elettrone in riposo.

La [12] assicura che la velocità finale v è indipendente dalla distanza d dell'anodo dal catodo. Per un elettrone sollecitato dalla tensione di 10 kV come in fig. 10, ricordando che 1 volt $= 3 \,.\, 10^{-3}$ u.e.s., la velocità assunta in corrispondenza dell'anodo, vale secondo la [12]:

$$v = \sqrt{\frac{2 \,.\, 4{,}77 \,.\, 10^{-10} \,.\, 10^{4}}{9{,}03 \,.\, 10^{-28} \,.\, 300}} \cong 5{,}82 \,.\, 10^{9} \text{ cm/sec} = 58200 \text{ km/sec}$$

Notiamo incidentalmente che la [12], per tensioni molto alte, cade apparentemente in difetto. Infatti per $V_a = 3 \,.\, 10^{5}$ volt la [12] fornisce $v = 3{,}25 \,.\, 10^{5}$ km/sec, ossia un avelocità maggiore di quella della luce nel vuoto. E' noto che la teoria einsteiniana nega questa possibilità; la stessa teoria fornisce però anche la soluzione della difficoltà: coll'aumento della velocità un elettrone in moto subisce un incremento di massa, tale che la sua massa

$$m_v = m \left[1 - \frac{C^2}{v^2}\right]^{-1/2} \qquad [13]$$

dove: m_v = massa dell'elettrone a velocità prossima a quella C della luce; m = massa dell'elettrone in riposo (a velocità $< 1/10\ C$); C = velocità della luce $= 3 \,.\, 10^{5}$ km/sec.

La [13] dice che per $v = C$ la massa elettronica diventa infinita; anche questo non è possibile, perciò la teoria della relatività postula che la velocità della luce nel vuoto è un limite irraggiungibile per i mobili; in altri termini nulla può correre quanto la luce.

Sostituendo la [13] nella [12] si trova:

$$v = \left[\frac{2\ e\ V_a\ (1 - V^2/C^2)^{1/2}}{m}\right]^{1/2}$$

dalla quale scende:

$$v = C \left\{ 2\left[\frac{C^2\ m}{V_a\ e}\right]^{-2} \left[\sqrt{1 + \left[\frac{C^2\ m}{V_a\ e}\right]^{-2}} - 1\right]\right\}^{1/2} \qquad [14]$$

Tenendo conto della correzione relativistica della massa, la [14] per $V_a = 3 \,.\, 10^{5}$ volt fornisce $v = 2{,}46 \,.\, 10^{5}$ km/sec, valore compatibile colla teoria di Einstein, la quale trova nelle velocità elettroniche nei T.R.C. una delle sue più notevoli applicazioni.

Ritornando alla relazione [11], ivi sostituendo per v il valore dato dalla [12], si trova per l'angolo di deviazione α:

$$\alpha = \frac{180}{\pi}\ l\ B \left[\frac{e}{2\ m\ V_a}\right]^{1/2} \qquad [15]$$

dove, per essere la velocità degli elettroni dell'ordine di 10^4 km/sec, la correzione relativistica è stata trascurata.

Le conclusioni alle quali la [15] conduce sono le seguenti:

1) L'angolo di deviazione, se piccolo, è proporzionale all'induzione B creata dalla bobina. La limitazione circa la piccolezza dell'angolo deriva dalla legittimità dell'approssimazione introdotta coll'uguagliare la lunghezza dell'arco $\alpha\ r$ alla lunghezza l della bobina. Poichè l'induzione è proporzionale alla corrente che crea il campo, per ottenere angoli di deviazione variabili linearmente nel tempo è necessario che la corrente sia pure una funzione lineare del tempo; dovendo poi annullarsi rapidamente per costituire il ritorno del raggio, la corrente deflettrice deve assumere la caratteristica forma a dente di sega lineare.

2) L'angolo α è direttamente proporzionale alla lunghezza l del campo, ossia dei tratti attivi della bobina lungo l'asse del T.R.C. Non è possibile aumentare indefinitamente la lunghezza l, sia per la limitata lunghezza disponibile del collo del tubo, sia per evitare che il pennello elettronico, eccessivamente deviato, raggiunga la superficie laterale del cono. Per ridurre questo inconveniente il giogo di deviazione deve essere montato sul tubo fino alla linea di riferimento individuata dall'inizio della parte conica; in altri termini il tubo si deve allargare immediatamente dopo l'estremo della bobina deviatrice.

3) Lo spostamento dello spot sullo schermo è direttamente proporzionale alla distanza fra la bobina deviatrice e lo schermo stesso. Non si può sfruttare ampiamente questa possibilità di ottenere grandi quadri con angoli modesti, perchè il tubo assumerebbe dimensioni proibitive, segnatamente in lunghezza. I così detti tubi grandangolari presentano un angolo di deviazione totale 2 α di circa 70° nel senso orizzontale e di circa 55° nel senso verticale.

4) L'angolo è inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione V_a del 1° anodo. Ciò significa che se la V_a diminuisce da 300 a 270 V, l'angolo aumenta da 55° a 57°,5, cioè ad una variazione (in più o in meno) del 10 % di V_a corrisponde una variazione (in meno o in più) del 5 % nella deviazione del raggio catodico. Se si vuole mantenere costanti le dimensioni del quadro al variare della V_a, si deve variare la corrente a dente di sega in ragione diretta della radice quadrata della nuova tensione anodica. Se questa raddoppia, la corrente deviatrice deve aumentare nel rapporto di $\sqrt{2/1}$. Che la deviazione sia maggiore quanto più debole è il campo elettrostatico è abbastanza evidente: infatti un proiettile è tanto più deviato dalla gravità quanto minore è la sua velocità.

5) L'angolo α è inversamente proporzionale alla massa del corpuscolo in moto. Quindi gli ioni gassosi, sempre presenti purtroppo in un T.R.C., avendo masse notevoi sono ben poco deviati, perciò, se non si prendono speciali precauzioni, essi arrivano indisturbati al centro dello schermo luminescente e vi producono la ben nota « macchia ionica », che mette presto fuori uso l'area centrale dello schermo. Gli elettroni invece avendo una massa che è 1/1840 di quella di un idrogenione che è il più leggero ione esistente, sono fortemente deviati dai campi magnetici. Precisamente applicando all'elettrone la [15] si trova:

$$\alpha = \frac{180}{3{,}14}\ l \,.\, 10^{2}\ \frac{B}{3 \,.\, 10^{6}} \left[\frac{4{,}77 \,.\, 10^{-10} \,.\, 3 \,.\, 10^{2}}{2 \,.\, 9{,}03 \,.\, 10^{-28}\ V_a}\right]^{1/2} =$$

$$= 1{,}7 \,.\, 10^{7}\ l\ B\ (V_a)^{-1/2} \qquad [16]$$

Nel ricavare la [16] si è partiti dal sistema elettrostatico in cui l è espressa in cm $= 10^{-2}$ m; l'unità di induzione B vale $3 \,.\, 10^{6}$ weber/m²; l'unità di tensione V_a vale 300 volt; l'unità di carica e vale $1/3 \,.\, 10^{9}$ coulomb; l'unità di massa m vale 1 g $= 10^{-3}$ kg: i coefficienti numerici traducono la u.e.s. in unità m.k.s.

(continua)

✦ ✦ ✦

La TV privata in Inghilterra. — Il Ministero delle Telecomunicazioni inglese ha comunicato che a seguito della decisione del Governo di concedere licenze private di trasmissioni TV a scopo pubblicitario, gli sono già pervenute ben 24 richieste ufficiali.

* * *

La TV nei cinema. — Giunge notizia che 18 grandi cinematografi inglesi situati in località fra le meglio servite dalla B.B.C.-televisione, hanno deciso di installare nelle loro sale un proiettore TV per grande schermo. La spinta a tale decisione che si prevede si estenderà a molti altri locali, è stata data dal grande prossimo evento inglese dell'incoronazione della Regina.

* * *

Alla fine del 1952 il numero delle nuove licenze rilasciate per emittenti TV in U.S.A. era di 138. Ciò in aggiunta alle 110 già esistenti.

Tutte le nuove emittenti TV funzionano nella banda U.H.F. cioè intorno ai 500 MHz.

* * *

I maggiori laboratori di ricerca elettronica di tutto il mondo sono ora occupati intensamente nei due settori della TV a colori e dei « transistors ».

In quest'ultimo campo si nutrono buone speranze di rapidi sviluppi, tali da capovolgere nei prossimi anni l'industria dei tubi elettronici.

Prescrizioni e raccomandazioni provvisorie per i ricevitori televisivi da usare in Italia

Siamo lieti di pubblicare per comodità degli importatori e costruttori di ricevitori di televisione, le norme tecniche provvisorie recentemente fissate dal Ministero delle Telecomunicazioni, alle quali devono soddisfare i televisori importati dall'estero o prodotti in Italia.

PREMESSA

Facendo riferimento alle caratteristiche tecniche del sistema italiano di televisione in bianco e nero (1), si forniscono le seguenti prescrizioni e raccomandazioni per i tipi di ricevitori televisivi da usare in Italia.

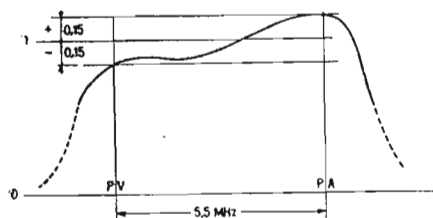



Fig. 1. - Curva di risposta dello stadio (o degli stadi) a radio frequenza di un ricevitore televisivo funzionante secondo le norme italiane di televisione. *PV* = portante video; *PA* = portante audio.

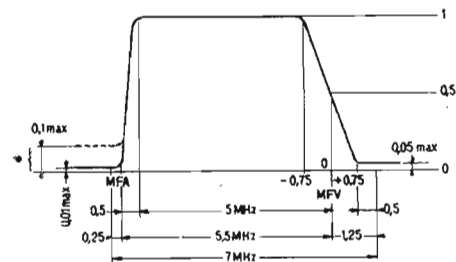



Fig. 2. - Curva teorica di risposta della media frequenza di un ricevitore televisivo funzionante secondo le norme italiane di televisione. *MFA* = valore della media frequenza corrispondente alla portante audio.
(*) L'ampiezza della curva di risposta in corrispondenza della portante suono non deve superare:
— l'1 % della sua massima ampiezza per un ricevitore non intercarrier;
— il 10 % per un ricevitore intercarrier.

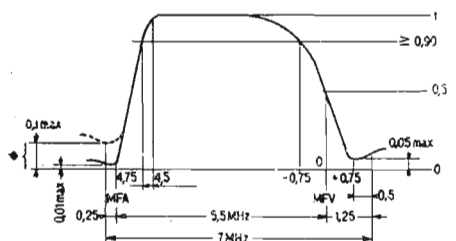



Fig. 3. - Curva effettiva di risposta della media frequenza di un ricevitore televisivo funzionante secondo le norme italiane di televisione. *MFV* = valore della media frequenza corrispondente alla portante video; *MFA* = valore della media frequenza corrispondente alla portante audio.
(*) L'ampiezza della curva di risposta in corrispondenza della portante suono non deve superare:
— l'1 % della sua massima ampiezza per un ricevitore non intercarrier;
— il 10 % della sua massima ampiezza per un ricevitore intercarrier.

PRESCRIZIONI

1 - Canali

Il ricevitore deve poter ricevere uno o più dei cinque canali televisivi sotto indicati:
— canale 1 da 61 a 68 MHz
— canale 2 da 81 a 88 MHz
— canale 3 da 174 a 181 MHz
— canale 4 da 200 a 207 MHz
— canale 5 da 209 a 216 MHz

Ogni ricevitore deve essere accompagnato sino alla consegna all'utente da una dichiarazione dell'importatore o del costruttore che specifichi i canali ricevibili quali risultano dal certificato ministeriale rilasciato sul prototipo.

2 - Larghezza del canale

Poichè la larghezza del canale completo è di 7 MHz e la differenza di frequenza fra le portanti è di 5,5 MHz, si prescrive quanto segue:

a) Stadio o (stadi) a radio frequenza.
La caratteristica di risposta fra la portante audio e quella video deve essere contenuta nella fascia di tolleranza indicata in fig. 1.

b) Canale di media frequenza.
La sua caratteristica di risposta teorica è quella indicata in fig. 2. La sua caratteristica di risposta effettiva deve essere compresa nei limiti di tolleranza indicati in fig. 3.

Si richiama l'attenzione sul fatto che nei ricevitori non « intercarrier » l'ampiezza della curva di risposta in corrispondenza della portante suono non deve superare l'1 % del suo valore massimo; nei ricevitori « intercarrier » l'ampiezza della curva di risposta in corrispondenza della portante suono non deve mai superare il 10 % del suo valore massimo.

Per il controllo delle caratteristiche di cui ai punti a) e b) si raccomanda di seguire scrupolosamente le istruzioni fornite in proposito dalle Case costruttrici.

Si raccomanda inoltre l'uso dei seguenti strumenti di misura:
— 1 generatore a radio frequenza ciclicamente variabile (sweep generator);
— 1 generatore di frequenze di riferimento (marker generator);
— 1 oscillografo.

3 - Frequenza di riga

La frequenza nominale di riga su cui si sincronizza il ricevitore è di 15625, corrispondente al prodotto del numero di righe contenute in un quadro completo per il numero di quadri completi in un secondo, ossia 625×25.

Si raccomanda che il ricevitore possa anche funzionare sulla frequenza di 15750 corrispondente ad una esplorazione a 525 righe con frequenza di quadro di 30 immagini complete al secondo.

4 - Frequenza di quadro

La frequenza nominale di quadro è di 25 quadri completi al secondo dato l'uso dell'intercalamento di 2 : 1, i semiquadri sono 50 al secondo.

Si raccomanda che il ricevitore possa anche funzionare con una frequenza nominale di quadro di 30 immagini complete al secondo.

5 - Asincronismo

I ricevitori dovranno essere indipendenti dalla frequenza della rete di alimentazione per quanto riguarda la sincronizzazione e i disturbi alla stessa entro i limiti compresi fra 46 e 52 periodi e per variazioni della tensione di rete del ± 10 %.

6 - Disturbi provocati dall'asincronismo

I disturbi dovuti al mancato sincronismo tra il doppio della frequenza di quadro e la frequenza della rete di alimentazione del ricevitore, per variazione di quest'ultima fra 46 e 52 Hz, debbono essere contenuti entro i limiti che seguono:

a) ampiezza (semiescursione) della ondulazione dei lati verticali del quadro non superiore a 0,5 % della larghezza del quadro stesso;

b) la variazione massima della luminosità del quadro, sotto forma di fasce orizzontali scorrevoli verticalmente, non deve essere manifestamente visibile in assenza di modulazione video e con il comando di luminosità regolato per una buona ricezione.

7 - Protezioni

I ricevitori dovranno essere protetti:

a) contro il pericolo di contatti accidentali con parti sotto tensione;

b) contro il pericolo di eccessivo riscaldamento derivante da inadeguate caratteristiche dei trasformatori di alimentazione;

c) contro l'esplosione susseguente all'implosione del tubo catodico con uno schermo trasparente di adeguato spessore.

Per le specificazioni particolareggiate dei commi a) e b) vedere « Progetto di norme per la sicurezza dei ricevitori radiofonici » - CEI - Sottoc. 12 - Radiocomunicazioni - Milano, 28-8-1952.

(*il testo segue a pag. 44*)

(1) Le caratteristiche tecniche del sistema italiano di televisione in bianco e nero sono fissate dal Decreto Ministeriale in data 3 aprile 1952 e riportate nella *Gazzetta Ufficiale della Repubblica Italiana*, anno 93°, n. 84, Parte I, Roma, martedì 8 aprile 1952, alle pagg. 1369-1372.

Installazione dei telericevitori

di Giorgio VOLPI

Uno dei problemi assai ingiustamente trascurato o poco valutato dai radiotecnici è quello dell'installazione dei ricevitori. A prescindere dalla tendenza alla pigrizia nell'affrontare scomode ricognizioni sui piani elevati o addirittura sui tetti delle case, per rilevare la più adatta situazione delle antenne, la ignoranza o la poca esatta valutazione del problema fa sì che la maggioranza degli installatori trascuri le più elementari norme per assicurare una buona ricezione. Io sostengo che non il 50 ma il 90 % di una buona ricezione è dovuto ad una buona antenna e poichè non siamo più ai tempi del ricevitore a galena e delle onde lunghe non basta « tirare un filo » per lungo che sia, per ottenere un buon risultato, ma entrano in gioco:

a) la frequenza di sintonia dell'antenna;

b) la direttività dell'antenna;

c) il guadagno dell'antenna;

d) l'adattamento d'impedenza fra antenna e discesa;

e) la scelta del cavo adatto per la discesa, indipendentemente dall'adattamento di impedenze;

f) la scelta del numero degli elementi e dei « piani » di elemento;

e non continuo a citare i problemi minori anche se altrettanto importanti come la robustezza, l'isolamento dei giunti, la presenza di conduttori nelle vicinanze, ecc.

Sarà quindi meglio analizzare uno per uno i punti che interessano per poi decidere a quale tipo medio di antenna rivolgere la nostra attenzione.

CONSIDERAZIONI GENERALI

La prima considerazione da farsi è quella che, poichè il ricevitore ha il compito di amplificare i segnali in arrivo, più il segnale è debole più stadi di amplificazione occorrono; è logico che più l'antenna « rende » cioè più segnali raccoglie, meno necessaria ne risulta l'amplificazione. Se poi considerate che ogni stadio risparmiato, oltre il minor costo del ricevitore, significa un 15 % in meno di disturbi dovuti a fruscio elettronico, inneschi, ecc., ne risulta anche una maggior « purezza » di ricezione, cioè un miglior rapporto « segnale - disturbo » quindi una ricezione quanto mai confortevole. L'antenna, se ben fatta, cioè se non presenta cattivi contatti o instabilità elettriche e meccaniche, si comporta, anzi è, un circuito accordato, dal cui « **Q** » cioè fattore di merito dipende la resa del primo stadio di ingresso del ricevitore.

Logicamente la resa migliore, cioè la maggior captazione, avviene sulla frequenza di accordo dell'aereo e perciò si calcolano le antenne per la frequenza o le gamme di frequenza che si intendono ricevere. La lunghezza d'onda di risposta di un dipolo, cioè un filo teso nell'aria, corrisponde al doppio circa della sua lunghezza fisica, a parte un fattore di correzione per cui la lunghezza fisica, deve essere circa il 94 % di quella sopradetta.

Nella tabella che viene allegata per la determinazione degli elementi si tiene già conto di detto fattore (Tabella 1).

Un semplice dipolo cosiffatto presenta una certa direttività, e ciò è logico se si pensa che verrà « tagliato » da un maggior numero di linee di forza se esse pervengono sul fianco dell'antenna anzichè nella direzione delle punte, cioè dei terminali. Questa direttività è, naturalmente, uguale in entrambe le direzioni parallele al dipolo nel senso orizzontale ma esistono vari sistemi per renderla più spinta in una direzione a scapito della direzione opposta.

Uno di questi sistemi (il solo che prenderemo in considerazione perchè il più diffuso ed il più facile da realizzare) consiste nel disporre a distanza determinata elementi cosiddetti « parassiti », altri dipoli, cioè, paralleli a quello principale denominato « radiatore », che prendono il nome di « riflettore » e « direttore » a seconda si trovino dietro o davanti al radiatore riguardo la direzione verso la quale si vuole spingere la sensibilità, cioè la direttività dell'antenna.

Anzichè dare formule per il calcolo di questi elementi e la distanza che essi devono avere dal radiatore ho preferito, per lo scopo che mi prefiggo, raggruppare in tabella anche questi elementi onde poterli determinare con facilità senza ricorrere a difficili calcoli.

Troverete così nella 2ª colonna la lunghezza del radiatore in relazione alla frequenza base sulla quale si vuole che « risuoni » l'antenna; nella 3ª, 4ª, 5ª e 6ª la lunghezza degli elementi parassiti e nella 7ª la distanza fra i vari elementi espressa in decimi di lunghezza d'onda.

Aumentando il numero di elementi parassiti si aumenta, anche se non in proprozione, il guadagno cioè la resa dell'aereo in una direzione ottenendo quindi, a parità di segnale in arrivo, una maggiore potenza resa come se il segnale fosse, come non è in realtà, più forte.

Questa maggiore resa si manifesta **solo** nella direzione voluta a scapito di tutte le altre direzioni il che significa che i segnali che provengono da direzioni diverse (fianchi o retro) da quella desiderata vengono così attenuati da essere assai meno nocivi alla ricezione e ciò ha grande vantaggio se si considerano i disturbi di qualsiasi genere e le interferenze che vengono così attutiti migliorando la ricezione solo nel senso voluto.

Questo guadagno, nella 8ª colonna della tabella, è espresso in « decibel » e si riferisce al **maggior segnale ottenibile** dall'antenna che si considera rispetto a quello ottenibile dal semplice dipolo elementare.

RESISTENZE DI RADIAZIONE

Abbiamo finora considerata l'antenna solo dal punto di vista della frequenza, delle dimensioni fisiche e della direttività. Esaminiamola ora dal punto di vista del rendimento.

E' noto il concetto di potenza « resa » in rapporto ad una potenza « spesa » e sotto tale aspetto dobbiamo considerare anche la nostra antenna. Supponiamo per un istante, per assurdo, di riuscire ad accoppiare il nostro aereo a quello trasmittente, in modo tanto completo e perfetto da assorbirne l'intera potenza irradiata; avverrebbe che l'intera potenza immessa nell'aereo trasmittente dallo stadio finale del trasmettitore verrebbe captata ed assorbita, ma perchè questo avvenga non basta che il nostro complesso assorbitore sia sulla frequenza giusta ed accoppiato in modo da non permettere irradiazione di energia eccedente, ma dovrebbe essere caricato in modo tale che la potenza assorbita venga realmente consumata e perchè ciò avvenga occorre che la resistenza di carico cioè di utilizzazione sia quella che ci permette di assorbire la maggior potenza possibile, in modo che il prodotto volt × ampere sia quello che dà il massimo risultato ottenibile.

Il semplice dipolo presenta al suo centro, cioè nel « nodo » di corrente una resistenza di 72 Ω e ciò significa che solo utilizzando una resistenza di 72 Ω si ha la maggior potenza « resa » e cioè: se si utilizzasse una resistenza superiore si avrebbe sì ai capi una tensione superiore, ma la corrente nella resistenza sarebbe diminuita in modo tale che moltiplicata per la tensione ottenuta darebbe un prodotto **inferiore** a prima e così pure diminuendo la resistenza si avrebbe sì una corrente maggiore, ma moltiplicata per la tensione ottenuta si avrebbe ancora una potenza inferiore a quella di prima.

Riepilogando: l'antenna « rende » il massimo quando si « carica » cioè si utilizza con la giusta resistenza di radiazione (o di assorbimento nel caso di antenne riceventi) e quindi si ottiene la maggiore energia da applicare all'ingresso del ricevitore quando ci si attiene a questa norma; in caso diverso non si sfrutta l'antenna, cioè ci si accontenta di una sola parte dell'energia da essa resa lasciandone perdere il resto, il che è sciocco.

Nell'ultima colonna della tabella citata viene segnalata l'impedenza caratteristica dei vari tipi di antenna, cioè l'impedenza ottima di sfruttamento e avrete subito notato che essa varia secondo il tipo e il numero degli elementi parassiti nonchè le distanze relative e ciò significa che a seconda del tipo di antenna che vorremo usare dovremo impiegare una resistenza di « carico » diverso e ciò è segnato in tabella.

Il punto di « carico » rimane il centro del dipolo radiatore dove realmente ci si deve « attaccare » per sfruttare il segnale. Gli altri elementi (ecco il perchè) si chiamano parassiti perchè non vengono utilizzati direttamente.

A questo punto sorge un nuovo problema e cioè il modo di trasferire l'energia dell'antenna al ricevitore. Se si

potesse accoppiare l'antenna direttamente al primario d'aereo del ricevitore ciò sarebbe semplicissimo poichè basterebbe calcolare il rapporto primario/secondario in modo che, data l'impedenza del secondario quella primaria risulti adattata cioè pari a quella di radiazione dell'antenna; è evidente che ciò non è possibile nella maggioranza dei casi, occorre quindi una « linea » o un « cavo » di discesa che abbia caratteristiche tali da trasferire tutta l'energia disponibile in aereo senza apprezzabili attenuazioni sino all'ingresso del ricevitore. Perchè questo avvenga occorre che anche il

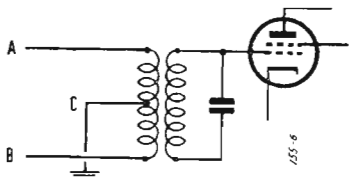



Fig. 1

« cavo » di discesa abbia la medesima « impedenza » di quella di entrata e di uscita e cioè di quella dell'antenna e di quella del ricevitore.

A titolo informativo dirò che detta impedenza dipende dal diametro dei fili conduttori, dalla distanza tra di essi e dall'isolante che li distanzia; ma poichè oggi è meno conveniente costruire una discesa che acquistarla, dirò che in commercio esistono già i seguenti tipi di traslatori:

a) cavo coassiale da 50 Ω;

b) cavo coassiale da 72 Ω;

c) piattina (cioè due fili paralleli) da 150 Ω;

d) piattina (cioè due fili paralleli) da 300 Ω;

e) (non in Italia) piattina da 600 Ω;

f) cavo coassiale doppio 2 × 75 Ω cioè 150 Ω.

Dirò anche che i ricevitori **di solito** sono previsti per ingressi bilanciati (cioè

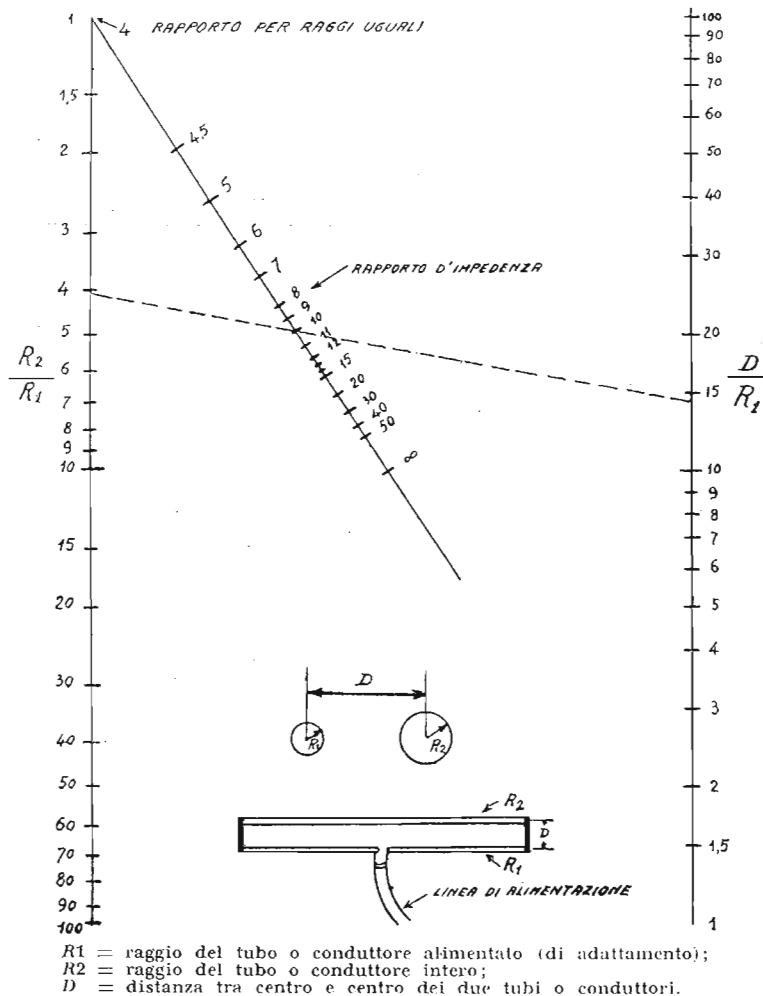



TABELLA 1 — TABELLA PER LA DETERMINAZIONE DEGLI ELEMENTI DI ANTENNE DIRETTIVE

Tipo di antenna	lungh. in cm radiatore	lungh. in cm riflettore	lungh. in cm 1° direttore	lungh. in cm 2° direttore	lungh. in cm 3° direttore	spaz. in λ	guadagno in dB	resist. di rad., ohm.
1 elemen. c. rifl. *	14091 : F (F in MHz)	14640 : F (F in MHz)				0,15	5,3	24
2 elemen. c. rifl. **	14091 : F (F in MHz)	15097,5 : F (F in MHz)				0,15	4,3	30
2 elemen. c. diret. *	14091 : F (F in MHz)		14091 : F (F in MHz)			0,1	5,5	14
2 elemen. c. diret. **	14091 : F (F in MHz)		13572,5 : F (F in MHz)			0,1	4,6	26
3 elemen. 0,1 spaz.	14091 : F (F in MHz)	15097,5 : F (F in MHz)	13542 : F (F in MHz)			0,1	7	5
3 elemen. 0,2 spaz.	14091 : F (F in MHz)	15109 : F (F in MHz)	13725 : F (F in MHz)			0,2	9	18
3 elemen. 0,25 spaz.	14091 : F (F in MHz)	15097,5 : F (F in MHz)	13725 : F (F in MHz)			0,25	9	30
4 elemen. 0,2 spaz.	14091 : F (F in MHz)	14945 : F (F in MHz)	13481 : F (F in MHz)	13359 : F (F in MHz)		0,2	10	13
5 elemen. 0,2 spaz.	14091 : F (F in MHz)	14945 : F (F in MHz)	13481 : F (F in MHz)	13359 : F (F in MHz)	13327 : F (F in MHz)	0,2	11	10

* Tipo a massimo guadagno. - ** Tipo a massimo rapporto front-to-back.

adatti per piatina) con impedenza da 300 Ω oppure sbilanciati (adatti per cavo) con impedenza da 75 Ω (il che equivale a 72). Come vedete, quindi, il problema di adattamento della discesa al ricevitore è facilmente risolvibile sia con cavo che piattina quando il primario d'aereo del ricevitore si presenta come in figura 1 dove essendo C presa centrale, si potranno avere queste combinazioni:

A-B = 300 Ω bilanciata (piattina).

B-C oppure A-C = 75 Ω sbilanciata (cavo coassiale) dove è logico che la parte esterna del cavo sarà messa a terra e l'anima collegata in A o B.

Il problema invece che l'installatore deve superare è l'adattamento di impedenza tra cavo (o piattina) ed aereo, problema che si può risolvere in due modi diversi, entrambi egualmente efficaci:

A) Adattamento con dipolo ripiegato.

Quando ad un semplice dipolo che, come sappiamo, presenta un'impedenza di 72 Ω si collega un altro dipolo parallelo e si cortocircuitano tra loro le estremità dei dipoli paralleli, l'impedenza del dipolo cambia, cioè aumenta da un minimo di 4 volte ad un massimo misurabile di 50 volte.

Oltre questo rapporto non conviene fidarsi dell'adattamento, ma, salvo casi eccezionali, non occorre raggiungerlo.

In figura 2 è esemplificata la costruzione del dipolo ripiegato.

Il rapporto d'impedenza (cioè il rapporto tra l'impedenza del semplice dipolo e quella dello stesso dopo l'aggiunta di quello parallelo) dipende:

a) dal diametro dei tubi costituenti i dipoli.

b) dalla loro distanza (fra centro e centro).

Mentre sappiamo già che la lunghezza dei dipoli influisce **solo** sulla lunghezza d'onda.

A pagina precedente è riportato un nomogramma capace di risolvere qualunque problema di adattamento ci si presenti.

Supponiamo di scegliere l'antenna a 3 elementi, spaziatura 0,25 λ come quella nella 7ª riga della tabella delle antenne direttive; osserveremo, nella ultima colonna, che questa antenna presenta una resistenza di radiazione di 30 Ω. Se, per discesa, vorremo usare piattina da 300 Ω (facile a trovarsi oltre che adatta al maggior numero di ricevitori) dovremo fare un adattamento di impedenza di 1:10.

Sulla riga che attraversa diagonalmente il foglio ci segneremo il punto 10 (notate la riga tratteggiata che vi passa a mo' d'esempio). Si tratta ora di sce-

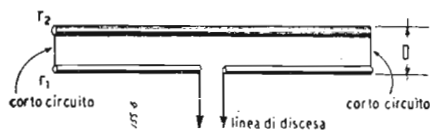



Fig. 2

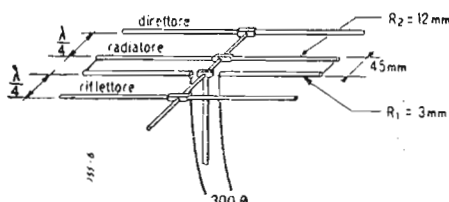



Fig. 3

NOMOGRAMMA PER IL CALCOLO DELL'IMPEDENZA DI UNA LINEA IN QUARTO D'ONDA

IMPEDENZA DELLA LINEA DI DISCESA — 10000, 5000, 2000, 1000, 500, 200, 100, 50, 20, 10, 5, 2

IMPEDENZA DELLA LINEA IN QUARTO D'ONDA — 1000, 500, 200, 100, 50, 20, 10

RESISTENZA DI RADIAZIONE DELL'ANTENNA — 10000, 5000, 2000, 1000, 500, 200, 100, 50, 20, 10, 5, 2

ESEMPIO:

DOVENDO ADATTARE UNA ANTENNA AVENTE RESISTENZA DI RADIAZIONE = 20 Ω CON UNA LINEA DI DISCESA DI 130 Ω, LA LINEA IN QUARTO D'ONDA DEVE AVERE UNA IMPEDENZA CARATTERISTICA DI 50 Ω.

gliere il rapporto dei raggi dei tubi e di scegliere il tubo (o filo) più piccolo di un raggio ancora consistente (supponiamo almeno 6 mm). Si vede subito che il rapporto 1:1 non ci permetterà **mai** di ottenere un rapporto di impedenza 1:10 poichè quando i due raggi sono uguali il rapporto di impedenza è 1:4. Bisogna allora scendere sulla verticale di sinistra in modo da avere una riga trasversale se non proprio orizzontale almeno non eccessivamente obliqua per evitare lettura (e realizzazioni) troppo difficili. Ci potremo fermare a volontà tra il 4 e l'8. Fermiamoci sul 4 e tracciamo la diagonale che congiungendo il 4 (della 1ª verticale) con il 10 (della obliqua) raggiunga la verticale di destra e la incontreremo circa al 15. Questo è il rapporto che dovremo dare tra la distanza fra i conduttori e il raggio del più piccolo.

Avevamo scelto:

a) raggio del più piccolo 3 mm (diametro 6 mm);

b) raggio del più grande = 4 volte il più picolo cioè 3×4 = 12 mm diametro 24 mm).

D/R_1 = 15 (numero datoci dalla tabella e cioè D/3 = 15 cioè = 45 mm.

Siccome tutto il calcolo è fatto in mm. anche il risultato è in mm. La nostra antenna si presenterà così (fig. 3).

Il raggio degli elementi parassiti, pur non essendo critico sarà bene sia uguale a quello più grande cioè 12 mm.

La nostra antenna, costruita solidamente con tubi di anticorodal o duralluminio da 24 mm (o 25 se così si trova) di diametro tranne quello cui è attaccata la piattina che sarà tondino da 6 mm verrà ora posta in atto nella posizione migliore nei riguardi del trasmettitore ed il più alto possibile sul tetto. I tubi paralleli saranno fissati con giunti o con cave al sostegno principale che potrà essere dello stesso diametro.

Il tubo verticale, invece, avrà un diametro proporzionato alla sua altezza e cioè:

— fino a 3 metri sarà di 25 mm e non controventato;

— dai 3 ai 5 metri sarà di 35 mm e controventato in alto con 3 controventi;

— dai 5 ai 10 metri dovrà essere di due misure o anche tre innestate a cannocchiale a cominciare dai 50 mm e finendo ai 25 mm, e i controventi saran-

no di due serie di 3 o 4, una a metà e l'altra in cima all'antenna.

La direzione dell'antenna sia fatta con l'aiuto della bussola e, se vi sono fenomeni di riflessione, come può avvenire specie in città, si proceda, una volta tanto, sperimentalmente fino ad ottenere il miglior segnale.

B) Adattamento con linea in quarto d'onda.

Un altro sistema per l'adattamento di impedenza consiste nel non collegare direttamente la discesa al dipolo, ma collegarla tramite un trasformatore d'impedenza oscillante in quarto d'onda. Questo sistema permette un adattamen-

Fig. 4

to uguale al precedente e, qualche volta, quando i calcoli collimano, si può fare senza ricorrere a costruzioni speciali, ma solo usando spezzoni di cavo o di piattina, lunghi 1/4 d'onda che fanno da traslatori e da adattatori di impedenza.

Diciamo anzitutto che il valore dell'adattatore cioè del pezzo in quarto d'onda è pari alla radice quadrata del prodotto delle impedenze di entrata e di uscita e cioè

$$Z\,(^1/_4\,\lambda) = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

Proviamo per esempio ad adottare l'antenna a 3 elementi spaziatura 0,2 λ (quella della sesta riga della nostra tabella) che ha 18 Ω d'impedenza con una discesa di 300 Ω.

Moltiplicheremo 300×18 e ne estrarremo la radice quadrata, troveremo così 74 Ω circa. E' chiaro che con uno spezzone di cavo da 72 Ω lungo 1/4 della lunghezza d'onda e decurtato ancora per i fattori di velocità elencati nella tabellina, la nostra antenna sarà perfettamente accoppiata se così composta (figura 4).

Lo schermo del cavo 72 Ω non va collegato a massa in questo caso ma isolato perchè oscilla in quarto d'onda.

Chi, anzichè usare il cavo per l'adattamento dovesse costruire una linea di tubi paralleli in quarto d'onda, dovrà calcolarsi i dati con questa semplice formoletta:

$$Z = 276 \times \log B/A$$

cioè l'impedenza del traslatore in quarto d'onda è uguale a 276 moltiplicato il logaritmo di $\dfrac{\text{distanza fra i raggi}}{\text{raggio dei tubi}}$.

Una volta deciso quale raggio di tubo usare e la distanza da dare ai due tubi paralleli, una tavola di logaritmi vi aiuta a fare il calcolo della impedenza risultante; è quindi chiaro che, prendendo per incognita la impedenza e per dato sicuro il raggio dei tubi, troverete la distanza alla quale dovrete metterli per avere l'impedenza desiderata ben inteso che, invece, la loro lunghezza è sempre il quarto d'onda.

FATTORE DI VELOCITA'

Quando per linee sintonizzate oscillanti anzichè usare fili o tubi paralleli o coassiali nell'aria vi è presenza di isolanti (come nel caso dei **cavi coassiali** o delle piattine) la lunghezza fisica dei quarti d'onda o dei radiatori dovrà essere moltiplicata per i fattori che qui sotto vengono riportati e cioè:

Aria = 0,975
Piattina 300 Ω = 0,82 ÷ 0,85
Piattina 150 Ω = 0,77
Piattina 75 Ω = 0,68
Cavi coassiali = 0,66

Il che vuol dire che la lunghezza degli adattatori sarà di 0,975 × λ/4 se in aria, oppure 0,66 × λ/4 se in cavo, oppure 0,85 × λ/4 se in piattina 300 Ω, ecc. *

PRESCRIZIONI E RACCOMANDAZIONI

(segue da pagina 40)

Per evitare contatti accidentali si prescrive che esistano dispositivi atti a distaccare le alte tensioni all'atto dell'apertura del mobile e che, durante il funzionamento ordinario dell'apparecchio, il contatto con elementi sotto tensione non sia possibile quando si utilizzi il dito di prova internazionale. Nessun elemento isolante protettivo dovrà potersi rimuovere senza l'uso di attrezzi.

8 - Irradiazioni

Qualsiasi irradiazione proveniente dal ricevitore (sia esso alla frequenza di riga, o a multipli o combinazioni delle predette frequenze, o a qualunque altra frequenza) deve essere provvisoriamente contenuta nei limiti delle prescrizioni vigenti negli U.S.A. applicando, in attesa di successive precisazioni, i metodi di misura delle norme americane (2).

RACCOMANDAZIONI

1 - Frequenza intermedia

E' vivamente raccomandato l'uso del canale di media frequenza fra 40 e 47 MHz già protetto dalle vigenti disposizioni. L'uso di altri canali di media frequenza sarà ammesso purchè le interferenze vengano evitate sul canale stesso con opportune disposizioni circuitali. *

(2) Pubblicate su *Proceedings I.R.E.*, luglio 1951. Non devono essere superati i valori di campo disturbante irradiato, di 50 microV/m per i « canali bassi » e 150 microV/m per i « canali alti », ad una distanza di 30 metri (Norme R.T.M.A.).

La TV nel mondo

La B.B.C. ha reso noto i suoi piani per le trasmissioni TV delle cerimonie per l'incoronazione della Regina Elisabetta II che si svolgeranno a Londra il prossimo 2 giugno.

Tutto il complesso delle varie cerimonie a catena verrà descritto per radio da ben 250 commentatori d'ogni lingua. Praticamente tutte le nazioni civili del mondo intero saranno per quell'occasione in collegamento con Londra.

La TV giuocherà un ruolo importantissimo: ben 17 telecamere saranno impiegate contemporaneamente per la ripresa continua durante tutto il percorso del fastoso corteo reale.

Il servizio del « telegiornale » della B.B.C. provvederà alla ripresa su film di tutte le cerimonie, onde poterle trasmettere alla sera o all'indomani dalle varie emittenti TV di tutto il mondo.

Il collegamento TV fra Londra e Parigi dopo le prove esaurienti effettuate nell'estate scorsa, renderà possibile la ritrasmissione da tutte le stazioni francesi dell'intera cerimonia dell'incoronazione.

Si noti che in tale circostanza viene anche realizzata la conversione dello standard inglese 405 righe in quello francese a 819 righe.

* * *

Sempre per la cerimonia dell'incoronazione saranno installati nei sobborghi di Londra 5 proiettori TV su grande schermo onde dar modo a tutti i cittadini meno abbienti di seguirne le varie fasi. In ogni locale così attrezzato troveranno posto oltre 2000 persone.

* * *

A causa del crescente aumento del numero dei televisori in funzione negli U.S.A., vi è colà penuria di tecnici specializzati per il servizio di assistenza.

Le scuole per corrispondenza hanno inscritti per diverse migliaia di aspiranti a divenire tecnici per l'assistenza TV lavoro molto rimunerativo in questo momento. I corsi di queste scuole hanno la durata di 1 anno ad 1 anno e mezzo.

* * *

Si prevede che entro il primo semestre del 1953 il numero dei televisori in funzione negli U.S.A. supererà la cifra di 20 milioni.

In queste condizioni la TV coinvolge un'attività nazionale complessiva diretta ed indiretta con un giro di oltre 3 miliardi di dollari annui.

* * *

Allo scopo di selezionare i meritevoli dalla zavorra nel grande numero dei tecnici che si sono gettati nella proficua professione di specializzati in TV, le varie Associazioni di categoria americane hanno deciso di rilasciare uno speciale libretto di abilitazione ufficiale dietro speciale esame di una commissione che si riunirà due volte al mese.

* * *

Attratte dal miraggio di buoni affari sono sorte in America parecchie Società che offrono al pubblico un servizio di assistenza e riparazione per televisori fuori garanzia. Mediante il pagamento di una somma a « forfait » di 10÷15 dollari all'anno, il possessore di un televisore contrae un'assicurazione contro eventuali guasti che vengono sollecitamente riparati (compresa la sostituzione di valvole).

* * *

Sempre allo scopo di disciplinare la questione del servizio di assistenza TV divenuta ora in America un grosso affare, è stato deciso di unificare le tariffe, compilando una tabella che fissi i prezzi massimi delle varie prestazioni od interventi con tutta una casistica dettagliata. Verrà data la massima pubblicità ad elenchi di Società od Imprese di manutenzioni TV aderenti agli accordi ufficiali di unificazione delle tariffe, rilasciando un particolare distintivo o contrassegno di qualificazione.

rassegna della stampa

IMPORTANTE APPLICAZIONE DELLA TV

La televisione subacquea (*)

Il 14 giugno 1951, pochi minuti dopo mezzogiorno il Luogotenente Jack Bathurst, Comandante della « Reclaim » stava osservando uno schermo di televisione, nella sua cabina. Il quadro era scarsamente illuminato reso confuso da un velo di particelle sfuggenti come sabbia soffiata dal vento. Era affaticante e monotono. Poi improvvisamente apparve una forma grigia rettangolare nell'angolo destro inferiore dello schermo: qualcosa di grosso ma non ancora distinguibile dal suo sfondo. Il Capitano si alzò e quando apparve sull'oggetto la lettera Y e poi la lettera A egli girò alcuni bottoni sul pannello di controllo e insieme a due ufficiali attese ansiosamente l'apparizione di altre quattro lettere sullo schermo del ricevitore. Quando esse apparvero egli ordinò all'addetto dei segnali di segnalare al Comandante in capo di Portsmouth che il relitto era quello del sommergibile « Affray ». Poche ore dopo tutto il mondo apprendeva il significato del messaggio. Si era al termine di due mesi di ricerca per risolvere il mistero della sparizione dell'« Affray », il più sconcertante disastro navale degli ultimi anni. E fu un messaggio storico: difatti quell'immagine sullo schermo del Comandante Bathurst proveniva da una camera TV calata a 90 metri di profondità nel letto del Canale d'Inghilterra. Per la prima volta la scienza aveva battuto il mare rivelando qualcuno dei suoi segreti e cominciato a smentire il vecchio detto che il mare trattiene tutto ciò che ha. Per l'equipaggio del « Reclaim », unica nave esploratrice del fondo della Marina britannica, era la fine di settimane di sforzi sovrumani. Per scienziati e ricercatori il messaggio provava ciò che la televisione può fare per una più approfondita conoscenza del fondo.

E la storia della televisione subacquea che finora la sola Inghilterra può raccontare, sta ora iniziando il suo svolgimento.

Bathurst, un uomo di 36 anni, alto, dal volto abbronzato crede nella TV subacquea. Essa, egli dice, è la più grande spinta in avanti mai avuta finora nel campo delle ricerche sottomarine. Essa non rimpiazzerà il palombaro ma lo aiuterà ed eviterà lo spreco di vite umane.

In un'operazione come quella della ricerca dell'« Affray » l'aiuto della TV è incalcolabile. Quando per la prima volta furono richiesti di assumersi questo compito poco dopo la perdita dell'« Affray » avvenuta il 17 aprile gli ufficiali superiori lavorarono giorno e notte per ricostruire come in un romanzo poliziesco cosa poteva essere accaduto al disgraziato sottomarino in quella notte senza luna.

Noi sapevamo, spiega Bathurst, dove era diretto e press'a poco quale era la rotta. Noi sapevamo anche che i più pericolosi momenti nelle operazioni sottomarine sono l'immersione e l'emersione. Alcuni esperti tracciarono la probabile linea di rotta partendo dal punto nel quale era naturale che il sottomarino si fosse immerso fino al punto dove avrebbe dovuto emergere al mattino. Erano 92 miglia e da ogni lato della linea furono segnati sulla mappa quadrati di 8 miglia.

Entro quest'area le navi della flotta di ricerca sondarono ogni angolo del letto marino con gli equipaggiamenti « Asdic » e « Echo Sounder », strumenti che attraverso un grafico tracciato sulla carta rivelano qualunque irregolarità o oggetto sul fondo. Furono elencati molti relitti alcuni già noti, altri del tutto inattesi e ad ognuno fu dato un nome in codice. Gli uomini del « Reclaim » esaminarono uno per uno con pazienza metodica ogni relitto, dapprima riprovando con l'« eco » e poi inviando palombari a pericolose profondità e infine dal 25 maggio in poi calando la camera TV nelle verdi acque marine.

La ricerca proseguì per settimane con brevissime interruzioni per riposo. Otto relitti furono esaminati nel canale di 92 miglia e poi si rivolsero ad un'altra linea leggermente verso sud che passava presso un piccolo faro su di un'isola presso la costa normanna. Egli pensava che prima di immergersi il sottomarino potesse essersi rifornito presso il faro. Il « Reclaim » era ora sulla costa di Hurd Deep, una delle più grandi sacche sottomarine del Canale d'Inghilterra. La mattina del 14 giugno l'apparecchio « Asdic » della nave scoprì un grosso oggetto che giaceva sul fondo.

La camera TV fu calata e laboriosamente brandeggiata sino a che lo schermo centrò la torre dell'« Affray » e la targa col suo nome. Per questa vittoria sugli elementi Bathurst fu premiato con l'O.B.E. e 26 dei suoi uomini furono encomiati.

I numerosi usi della televisione subacquea hanno sorpreso tutto il mondo: già essa può raggiungere profondità di 300 metri, 200 di più della massima profondità raggiunta da un palombaro. Provato nell'acqua limpida di un serbatoio il suo occhio magico ha mostrato oggetti ad una distanza di oltre 100 metri; ma data la scarsa visibilità dei mari mediterranei non è possibile attualmente superare una distanza di 10 metri. In un prossimo futuro si potrà giungere a 30 metri.

La camera può restare sott'acqua per un tempo illimitato (durante le ricerche dell'« Affray » essa rimase sott'acqua per 300 ore, tre per ogni volta, mentre a quella profondità un palombaro avrebbe potuto resistere per mezz'ora, e avrebbe potuto a stento muoversi).

Progettata dai tecnici dell'Ammiragliato la prima camera TV subacquea rivelò la sua praticità durante le ricerche dell'« Affray », ma da allora grandi progressi sono stati effettuati: l'attuale camera TV a bordo del « Reclaim », fabbricata dalla Pye Ltd. di Cambridge, deve tanto ai tecnici della ditta, quanto allo stesso Bathurst. Con la sua esperienza pratica il capitano disse agli esperti del Servizio scientifico della Marina quale specie di camera egli avrebbe potuto maneggiare a bordo della nave; questi si rivolsero all'ingegnere meccanico e progettista della Pye, Coleman, il quale con i colleghi della parte elettronica, Babbs e Allanson, adattò, disegnò e produsse l'attuale apparecchio del « Reclaim ».

Alla prima settimana di maggio l'apparecchio fu pronto per le prove. Con i suoi complicati controlli, e l'involucro impermeabile pesava quasi una tonnellata. Le camere usate per trasmissioni dallo studio sarebbero state poco utili sott'acqua a causa della scarsa luce e così gli esperti usarono il tubo da presa estremamente sensibile detto « Image Orthicon ». Questo tubo, che costa 1200 sterline, è più piccolo di quello usato per le trasmissioni dallo studio, e contiene nel suo involucro di vetro un moltiplicatore elettronico, apparecchio che amplifica gli impulsi elettrici a tal punto che un oggetto può essere visto anche in penombra. Questo tubo aumenta il contrasto fra la luce e le scure ombre grige, il che fa sì che gli oggetti illuminati debolmente spicchino come se fossero nella luce brillante del sole.

Con gli obiettivi attualmente in commercio la camera raccoglie le visioni entro un cono di 70°. Dal pannello di controllo a bordo del « Reclaim » parte un cavo di diametro inferiore a un pollice, contenente 32 conduttori, attraverso i quali l'operatore può intercambiare i 4 obiettivi, metterli a fuoco e controllare a volontà il diaframma ad iride, mentre la camera è sott'acqua.

Per esempio l'operatore può partire con un obiettivo a largo angolo per ispezionare il letto del mare, e poi, quando appare l'oggetto può sceglierne un altro che gli dia un'immagine più grande e più vicina dell'oggetto individuato.

Il pannello di controllo della camera è una meraviglia elettronica. Su di esso è un igrometro, che dà immediate indicazioni della quantità d'acqua che si tro-

La telecamera nel suo involucro stagno a pressione, viene calata in mare.

(*) *Everybody's Magazine*, agosto 1952.

va nella cassa impermeabile della camera; un inclinometro dice all'operatore a quale angolo è piazzata la camera.

Fuori dall'acqua la camera può girare di 115°; sott'acqua un palombaro può, occorrendo, girarla di 45°, malgrado il suo peso, giacchè essa è idrostaticamente compensata.

Una nuova camera che si sta già producendo alla Pye sarà molto manovrabile. I controlli elettronici consentiranno all'operatore di cambiare l'angolo sott'acqua e un giroscopio nell'interno della cassa della camera gli darà l'angolo al quale la camera si muove, riferito alla posizione della prua della nave. La stessa Ditta sta anche producendo una camera TV a mano da essere usata dai palombari. Press'a poco rettangolare l'attuale camera subacquea è larga 26 cm, alta 30 cm e lunga 55 cm. L'involucro stagno nel quale viene fatta scivolare su rotaie appoggiate su gomma è un cilindro lungo 80 cm avente diametro di 50 cm. Calare la camera TV, estremamente sensibile in acque che spesso si muovono velocemente, fu per gli esperti un tremendo problema. Ad una profondità di 300 metri il cilindro stagno deve sopportare una pressione di 600 kg per pollice quadrato (incluso un margine di sicurezza) ed essere ermeticamente chiuso all'acqua. Così bene ciò è stato risolto dagli ingegneri, che una volta soltanto l'igrometro ha rivelato gocce d'acqua nell'interno del rivestimento. Con il suo coperchio avvitabile è simile a quello di una caldaia a vapore: il rivestimento è fatto di una parete d'acciaio di 20 mm di spessore. Sulla fronte sta la finestra per la visione fatta di vetro specialmente temperato dello spessore di 25 mm. Per impedire alla camera di ruotare sott'acqua e nello stesso tempo creare un supporto per l'apparecchio illuminante i costruttori gli diedero una grande ma non pesante pinna d'acciaio.

Uno dei più grandi problemi è l'illuminazione. E' abbastanza curioso che la illuminazione non migliori sempre la visibilità subacquea; come per es. i fari abbaglianti di un automobile non sono utili nella nebbia, così la luce può illuminare miriadi di particelle fluttuanti presenti nelle acque in movimento. Normalmente prima che la nave cominci ad operare in nuove acque un idrofotometro è calato oltre il bordo per misurare la trasmissione della luce nell'acqua. Un tubo di vetro sigillato alle due estremità contiene una cellula fotoelettrica che registra la quantità di luce che attraversa l'acqua.

L'attuale apparecchio illuminante per televisione subacquea è una lampada a vapori di mercurio ad alta pressione, un curioso bulbo a forma di matita lunga non più di 15 cm. Circondato da acqua distillata per raffreddamento, la quantità di luce che esso procura equivale a quella di 60 lampade di 1000 watt.

Più importanti in questo momento sono i problemi delle comunicazioni e delle manovre della camera a bordo della nave. Finchè sarà necessario per il « Reclaim » di usare dei suoi argani normali che si usano anche per calare apparecchi, pesi, campane ecc., la manovra della camera TV soprabordo richiede un duro ed intelligente lavoro, perchè la posizione della nave in rapporto con l'oggetto che sta cercando, deve essere precisa. D'ora in poi gli esperti del « Reclaim » si sposteranno dal ponte di comando alla camera di controllo TV. Il capitano darà gli ordini all'equipaggio della nave e ai palombari al lavoro sott'acqua. Già oggi vedere il capitano che dirige i palombari in un particolare lavoro di salvataggio guardando l'oggetto sullo schermo del Monitor, è una rivelazione e i più grossi problemi sono stati risolti. Il mondo sottomarino fu sempre dominio di pochi privilegiati, come palombari di profondità, la cui libertà di movimento, alla profondità di 100 ÷ 150 metri è seriamente limitata, e di scienziati come Beebe o Picard che abbisognano di apparecchi straordinariamente costosi. D'altra parte la resistenza alla pressione dell'apparecchio di televisione subacquea è cosa che può essere facilmente precalcolata dagli ingegneri e ciò assicura il futuro del nuovo apparecchio. Esso sarà usato per ispezioni del fondo marino, salvataggi, riparazioni alle chiglie delle navi, lavori nei docks e nei porti, e contribuirà in modo incalcolabile allo studio della biologia marina.

La straordinaria accuratezza della visione della camera subacquea deve essere vista per essere creduta. Una volta un palombaro fu inviato ad operare sotto la camera a 40 metri di profondità. Lo schermo mostrò che il fondo marino era fatto di ghiaia di grandezza variante da 25 a 70 mm mescolata con sabbia. Si disse al palombaro di raccoglierne un campione, ciò che fu visto fare. L'esame del campione a bordo della nave confermò in modo assoluto l'informazione ottenuta dallo schermo.

Uno dei relitti ispezionati durante la ricerca dell'« Affray » fu una formazione rivelata dall'« Echo Sounder » come larga un quarto di miglio e alta 60 metri al di sopra del fondo dell'area circostante. Poichè l'« Affray » poteva trovarsi sul dorso della formazione e non essere perciò distinguibile da essa con strumenti ordinari, fu calata la camera TV a 70 metri. Essa dimostrò che si trattava di un'informe collina di sabbia, senza vita marina con eccezione di un granchio solitario.

Ma è certo che la TV subacquea sarà utilissima per i recuperi. Prima di tutto essa identificherà i relitti con una rapidità e una precisione ancora sconosciute. Non ci sarà bisogno di palombari che ispezionino a più riprese i relitti. Molti relitti giacciono a profondità non raggiungibili dai palombari; altri sono così mal disposti che i palombari rischiano la vita mettendo un piede in fallo.

La natura stessa dei recuperi sottomarini sarà alterata e la possibilità di recuperare immensi tesori perduti richiamerà l'attenzione dei tecnici. Uomini come il capitano del « Reclaim » sono certi che presto i recuperi saranno un'operazione quasi esclusivamente meccanica. Quando la TV avrà individuato un rottame, un congegno meccanico di sollevamento sarà calato. Gigantesche gru sottomarine e cavi uncinati solleveranno i relitti diretti dalla superficie, dall'uomo che osserva lo schermo TV.

Nel caso di incidenti sottomarini l'aiuto della TV non deve essere trascurato. L'esperimento « Affray » che fu fatto troppo tardi per salvare vite umane può aver successo un'altra volta. Così la scienza aiuta a ridurre i pericoli delle profondità marine. **(A.B.)**

* * *

La Ditta PYE di Cambridge (Inghilterra) costruttrice degli apparati per la TV subacquea sopra descritti, è già simpaticamente nota in Italia per aver presentato alla Fiera di Milano del 1949 il primo impianto dimostrativo europeo di TV a colori in piena e suggestiva funzione. Recentemente la PYE ha firmato un accordo per la concessione di una licenza esclusiva di fabbricazione dei propri televisori, che sono fra i primi e più quotati in Inghilterra, alla nota Ditta Radio Minerva di Milano che li sta ora producendo in serie (sotto il controllo di tecnici inglesi) sotto il nome di « Televisori Aquila ».

L'occhio subacqueo della telecamera in tenuta stagna.

IL "FERROXCUBE" E LE SUE APPLICAZIONI (*)

di W. SIX

In un nostro fascicolo (« *l'antenna* », ottobre 1951, XXIII, n. 10, pag. 235-237) avevamo descritto una moderna realizzazione di un trasformatore a FI impiegante questo nuovo materiale ferromagnetico per alta frequenza.

Alla distanza di un anno circa da questo le applicazioni industriali del Ferroxcube sono divenute così importanti da ritornare ancora in argomento e presentare questa volta una rassegna più vasta corredata di tutti quegli elementi che permettono al progettista di impostare un progetto, ad un radioamatore di orientare la scelta e ad un costruttore di migliorare il suo prodotto. Dalla radio alla TV, dalle applicazioni elettroniche industriali alle varie branche interessate alle telecomunicazioni il Ferroxcube si è affermato in virtù dei requisiti superiori che assomma nei confronti dei materiali ferromagnetici in alta frequenza usati sinora.

A ragion veduta aspettiamo da questo nuovo prodotto altre applicazioni non meno importanti di quelle che ci accingiamo a descrivere.

Dopo una prima parte introduttiva relativa alla teoria magnetica delle ferriti vengono in seguito descritte le applicazioni di più vasta divulgazione con dettagliata trattazione dei problemi interessanti ogni campo per quanto riguarda l'impiego del Ferroxcube.

Fig. 1. - Schema relativo alla formula [1] (ved. testo).

I materiali Ferroxcube sono materiali ceramici magnetici e, dal punto di vista chimico, sono cristalli misti di ferriti cubiche semplici, come la ferrite Mn-Zn (Ferroxcube III) e la ferrite Ni-Zn (Ferroxcube IV). Questi materiali sono stati, fin da principio, realizzati per la costituzione di nuclei di bobine utilizzate in telefonia, nelle quali le perdite per le correnti di Foucault, che alle alte frequenze raggiungono dei valori elevatissimi, si oppongono all'impiego di materiali ferromagnetici comuni buoni conduttori dell'elettricità. Fino ad ora, si disponeva di due metodi per permettere l'impiego di nuclei di ferro (buoni conduttori) a frequenze elevate, cioè l'impiego di nuclei lamellari oppure di nuclei di ferrocart. Queste disposizioni dite di correnti di Foucault, ma, come si permettono, in effetto, di ridurre le peresporrà in seguito, esse non costituiscono una soluzione ideale al problema.

Nei materiali Ferroxcube, in virtù dell'alta resistenza, le perdite per le correnti di Foucault sono, in generale molto piccole anche nei casi di materiali massicci. Oltre ad una frequenza determinata, variabile con la composizione del materiale, le « perdite residuali » del Ferroxcube diventano notevoli. Si constata che questa frequenza (chiamata « frequenza di risonanza ferromagnetica ») è tanto più elevata quanto la permeabilità iniziale del materiale in questione è più piccola. La gamma di frequenza, nella quale le perdite restano sufficientemente piccole, può dunque essere ingrandita a detrimento della permeabilità iniziale. Ecco un esempio della grande possibilità di modificare, in modo generale le proprietà dei materiali Ferroxcube. La possibilità di cambiare secondo i bisogni la composizione del materiale, permette di cercare di adattare le diverse proprietà in modo da poter soddisfare il più possibile le condizioni imposte dal problema. Tuttavia, per utilizzare nel miglior modo questi materiali, bisognerà usare dell'accortezza e cioè non adattare unicamente la scelta del materiale al problema, ma eventualmente formulare il problema in accordo con le proprietà particolari del materiale.

Fig. 2. - Circuiti equivalenti per un materiale elettrico (con perdite) utilizzato come nucleo di bobina (circuito magnetico chiuso).

Prima di passare alla descrizione di alcuni esempi di utilizzazione del Ferroxcube, è necessario fermare la nostra attenzione su certe proprietà generali dei circuiti magnetici comportanti un traferro.

LA PERMEABILITA' EFFETTIVA

Benchè si lavori a deboli induzioni, le perdite nei materiali Ferroxcube sono, per così dire, unicamente di tipo residuale. Queste perdite possono essere descritte con la introduzione di una permeabilità complessa $\mu = \mu' - j\mu''$. Il fatto che si descriva in questo modo l'esistenza di perdite, viene facilmente spiegato nel seguente modo.

L'autoinduzione L di una bobina (ideale) che forma un circuito magnetico chiuso (cioè nel quale tutte le linee di forza attraversano lungo tutto il loro tragitto il nucleo ferromagnetico) è data da:

$$L = \mu_r L_0$$

espressione nella quale μ_r è la permeabilità relativa ($\mu = \mu_r \mu_0 = 4\pi \cdot 10^7$ H/m = permeabilità del vuoto) ed L_0 l'autoinduzione della stessa bobina senza nucleo.

Per una tensione alternata di pulsazione ω, la bobina ha una reattanza:

$$X_L = j\omega L = j\omega\mu L$$

Quando si scrive μ sotto forma di una grandezza complessa, come più sopra, si vede che la reattanza X_L non è puramente immaginaria, ma che comporta una parte reale (ohmmica), ciò che implica il prodursi delle perdite.

La grandezza di questa componente è $\omega\mu' L_0 \cdot tg\,\delta$, espressione nella quale $tg\,\delta = \mu''/\mu'$ è la tangente dell'« angolo di perdita ». Il fattore di merito di questa bobina è allora:

$$Q = \frac{1}{tg\,\delta}$$

Per un circuito magnetico non chiuso, ottenuto a partire dal circuito descritto più sopra, conducendo un traferro nel nucleo (fig. 1), si può definire una permeabilità relativa effettiva stabilendo:

$$L = \mu_1 L_0$$

Quando il traferro è perpendicolare alle linee di forza e ha dimensioni talmente piccole che l'intensità del campo fuori della bobina è trascurabile (senza dispersione) μ_1 è dato dalla relazione:

$$\frac{1}{\mu_1} = \frac{\lambda^k}{\mu} + \lambda^l \qquad [1]$$

espressione nella quale λ^k e λ^l sono le frazioni del percorso totale delle linee di forza, rispettivamente nel materiale del nucleo e nell'aria ($\lambda^k + \lambda^l = 1$) (v. fig. 1). Le perdite sono allora date approssimativamente dalla equazione:

$$\frac{tg\,\delta_1}{\mu_1} = \frac{tg\,\delta}{\mu} \qquad [2]$$

espressione nella quale $tg\,\delta_1$ è data da $tg\,\delta_1 = \mu_1''/\mu_1'$.

Le condizioni in cui la formula [2] è valevole dipendono dall'impostazione seguente delle formule [1] e [2].

Consideriamo la bobina toroidale ideale definita più sopra. H^k e B^k sono rispettivamente il campo e l'induzione nel nucleo, H^l e $B^l = \mu_0 H^l$ essendo rispettivamente il campo e l'induzione nel traferro.

Ora per una linea di forza chiusa S, si ha (v. fig. 1): $\int_s H_s\,ds = i N$ [3]
espressione nella quale i è l'intensità della corrente nella bobina, ed N il numero delle spire. Inoltre, $B^k = B^l$. Quando si segna con a la lunghezza totale del percorso delle linee di forza (v. [3]) si ha:

$$H^l \lambda^l a + H^k \lambda^k a = i N = H^s a \qquad [4]$$

espressione nella quale H^s è l'intensità del campo che la bobina provoca nel vuoto. Di più, per definizione, $\mu_0 H^l = B^l = B^k$ e $\mu_0 H^k = B^k/\mu$. Moltiplicando per μ_0/a i due termini dell'equazione [4] si ottiene:

$$B^k \lambda^l + (B^k/\mu)\,\lambda^k = \mu_0 H_s \qquad [5]$$

Ora, l'autoinduzione della bobina toroidale ideale considerata così è uguale ad N volte il flusso magnetico totale che attraversa una sezione trasversale della bobina quando l'intensità della corrente in questa bobina è di 1 A. Essendo dato che, per una tale bobina, l'induzione magnetica può essere considerata come omogenea si ha $L = NB^k O$ ed $L_0 = N\mu_0 H^s O$, O essendo la superficie di una sezione trasversale della bobina. Con $L = \mu' L_0$, si deduce:

$$B^k = \mu' \mu_0 H^s$$

(*) *Revue Technique Philips*, vol. XIII, n. 11, pag. 321-332.

Sostituendo questo valore in [5] si ritrova l'equazione [1].

La relazione [1] permette di ritrovare facilmente la formula [2]; questo risultato si ottiene più facilmente utilizzando la per-

Fig. 3. - Bobine per filtro destinato alla telefonia a frequenza vettrice: W = avvolgimento; O = disco inferiore sul quale è incollato con interposizione di uno strato di materia non ferromagnetica, la parte centrale del nucleo C; B = disco superiore; R = parte cilindrica del nucleo (C, B, R ed O sono in Ferroxcube); M = coppe in ottone che permettono il montaggio dell'insieme con l'aiuto dei bulloni S.

meabilità parallela (relativa). Questa grandezza complessa è definita come segue (v. anche fig. 2):

$$\frac{1}{\mu_p'} + \frac{j}{\mu_p''} = \frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu' - j\,\mu''}$$

Si ha dunque:

$$\left.\begin{aligned} \mu_p' &= \mu' (1 + tg^2 \delta) \\ \mu_p'' &= \frac{1 + tg^2 \delta}{tg^2 \delta} \end{aligned}\right\} \quad [6]$$

Esprimendo la formula [1] in funzione di μ_p' e di μ_p'' ed utilizzando nello stesso tempo la relazione $\lambda^1 = 1 - \lambda^k$, si trova:

$$\frac{1}{\mu_{1p}'} - 1 + j\frac{1}{\mu_{1p}''} =$$

$$= \lambda^k \left(\frac{1}{\mu_p'} - 1\right) + j\,\lambda^k \frac{1}{\mu_p''}$$

queste sono due equazioni, una per la parte reale, una per la parte immaginaria. Eliminando λ^k da queste due equazioni ed utilizzando la relazione ricavata da [6]:

$$tg\,\delta = \frac{\mu''}{\mu'} = \frac{\mu_p'}{\mu_p''}$$

si trova:

$$\frac{tg\,\delta_1}{\mu_p' - 1} = \frac{tg\,\delta}{\mu_p' - 1} \quad [7]$$

Se si ammette che $tg\,\delta$ e $tg\,\delta_1$ sono piccole in rapporto ad 1, si ottiene, trascurando i quadrati di $tg\,\delta$ e di $tg\,\delta_1$:

$$\mu_{1p}' = \mu_1' \text{ in } \mu_p' = \mu'$$

Se si ammette inoltre che μ_1 ed μ' sono grandi in rapporto ad 1, ciò che si verifica comunemente, la relazione [7] diventa la formula [2].

Le equazioni [1] e [2] dimostrano che l'introduzione di un traferro riduce, è vero, la permeabilità effettiva, ma che nello stesso tempo la tangente dell'angolo di perdita $tg\,\delta$ diminuisce. Come si vedrà in seguito, si può trarre vantaggio da queste possibilità per ridurre le perdite nei materiali Ferroxcube. Si potrà segnalare ora, alcuni casi di utilizzazione dei materiali Ferroxcube, vale a dire le bobine per filtri, le bobine Pupin ed i trasformatori ad alta frequenza a grande larghezza di banda utilizzate in telefonia; un filtro di banda per media frequenza per apparecchi radio, un generatore ad alta tensione per apparecchi di televisione e nuclei utilizzati per il riscaldamento ad alta frequenza. Infine si renderanno note le applicazioni dalle quali si dovrà trarre vantaggio dalle perdite, in generale molto elevate oltre ad una determinata frequenza.

Nella scelta degli esempi, si è cercato di dimostrare, con l'aiuto delle applicazioni esposte, le nuove possibilità offerte al costruttore di elementi di circuiti per l'impiego dei materiali Ferroxcube.

APPLICAZIONI NEL CAMPO DELLA TELEFONIA

Bobine per filtri

Al fine di dimostrare perchè il Ferroxcube convenga in modo particolare per bobine di filtro utilizzate in telefonia a frequenza vettrice, si potranno enunciare le condizioni essenziali alle quali queste bobine devono soddisfare.

Dapprima, le perdite devono essere piccole, essenzialmente per ottenere una netta separazione fra la zona di trasmissione e la zona di attenuazione. Inoltre, l'induzione magnetica nel nucleo deve essere sempre piccola, altrimenti la distorsione e l'intermodulazione, risultante dalla non linearità della curva di magnetizzazione, potrebbero suscitare delle difficoltà.

Dato che in una stazione di telefonia a frequenza vettrice, è necessario disporre di un gran numero di filtri, in uno spazio possibilmente piccolo, interessa che la bobina del filtro abbia la qualità richiesta con un ingombro minimo.

Un'altra condizione importante è che la induttanza della bobina per filtro sia possibilmente insensibile alle fluttuazioni della temperatura. Dato che il coefficiente di temperatura nell'insieme è determinato, in gran parte, dal coefficiente di temperatura della permeabilità $(1/\mu) \cdot (d\mu/dT)$, quest'ultimo deve essere, più piccolo possibile.

L'intensità del campo all'esterno della bobina deve essere così debole che fra più bobine di un filtro, disposte vicinissime una dall'altra, non si produca alcuna interferenza.

Di più, per ridurre l'ingombro e la spesa, è desiderabile che l'induttanza di bobine sia facilmente regolabile, ciò che permette allora di omettere i condensatori di regolazione (trimmer) relativamente costosi e molto ingombranti per la regolazione dei diversi circuiti.

Come lo dimostra la formula [2] in seguito a perdite magnetiche residuali, l'angolo di perdita δ varia con la grandezza di un eventuale traferro nel circuito magnetico inteso nel senso che l'angolo di perdita diminuisce man mano che la permeabilità effettiva è più piccola. Si vedrà la grandezza di altre perdite prodotte in una bobina è ugualmente influenzata dall'introduzione di un traferro e che si può ridurre al minimo le perdite totali nella bobina dando al traferro una grandezza determinata.

Le perdite totali in una bobina sono costituite così:

1) Le perdite magnetiche del nucleo.

2) Le perdite nell'avvolgimento, perdite che verranno suddivise in:

a) perdite dovute alla resistenza ohmmica (perdite per effetto Joule);

b) perdite dovute alle correnti Foucault nel rame.

3) Le perdite dielettriche nel materiale isolante.

Una scelta accorta dell'induttanza permette di ricondurre ad un valore trascurabile le perdite specificate più sopra [3]. Le perdite per effetto Joule nel rame, sono descritte in un angolo di perdite δ_0. Questo angolo aumenta quando si introduce un traferro nel circuito magnetico e di ciò ci si rende facilmente conto sapendo:

$$\frac{tg\,\delta_{10}}{tg\,\delta_0} = \frac{\mu'}{\mu_1'} \quad [8]$$

Per le perdite dovute alle correnti di Foucault nel rame descritte in un angolo di perdite δ_w, esiste una relazione analoga:

$$\frac{tg\,\delta_{1w}}{tg\,\delta_w} = \frac{\mu'}{\mu_1'} \quad [9]$$

Si possono stabilire le formule [8] [9] nel seguente modo: si pensi che l'intensità della corrente elettrica negli avvolgimenti

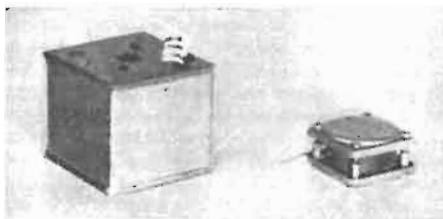



Fig. 4. - Bobina di un filtro destinato alla telefonia per frequenza vettrice, con montaggio schermante come utilizzata precedentemente (a sinistra) e bobina analoga di cui il nucleo è costituito dal Ferroxcube (a destra). La scatola di schermo della vecchia bobina ha un volume di 210 cm³, il fattore di merito Q = 220 a 60 kHz. La nuova bobina non richiede scatola di schermo; il suo volume è di 44 cm³, ed il fattore di merito Q = 600 a 60 kHz.

sia la stessa prima e dopo dell'introduzione del traferro. La resistenza di sostituzione ΔR_0 che tiene conto delle perdite per effetto Joule è dunque la stessa nei due casi. Tuttavia, la parte reale dell'induttanza della bobina, cambia: da $\mu' L_0$, diventa $\mu_1' L_0$, in modo che tanto prima che dopo l'introduzione del traferro è rispettivamente:

$$tg\,\delta_0 = \frac{\Delta R_0}{\mu' L_0} \text{ e } tg\,\delta_{10} = \frac{\Delta R_0}{\mu_1 L_0}$$

da qui si deduce immediatamente la relazione [8].

La formula [9] può essere stabilita in una maniera analoga quando si ammette che la potenza dissipata per le correnti Foucault nel rame non varia anche se vi è o no, un traferro. Dal fatto che la formula

[9] è utilizzabile in pratica, si deve concludere che è così realmente, od in altri termini, che l'introduzione di un traferro determina nei confronti degli avvolgimenti una variazione nel campo di dispersione che è piccola in rapporto alla variazione della permeabilità.

Si può concludere che una parte di perdite totali è proporzionale ad μ_1', cioè le perdite residuali nel nucleo, mentre un'altra parte, cioè le perdite del rame, è inversamente proporzionale ad μ_1'. Quando per ogni sorta di perdite considerate, l'angolo di perdita è piccolo in rapporto ad 1, si ha per la tangente dell'angolo delle perdite totale $\delta_{tot} = \delta + \delta_w + \delta_0$ approssimativamente: $tg\,\delta_{tot} = tg\,\delta + tg\,\delta_w + tg\,\delta_0$. Il fattore di merito delle bobine è dato da $Q = 1/tg\,\delta_{tot}$. In seguito alla grande variazione di perdite con la grandezza di μ_1, si può dare ad μ_1' un valore tale che Q sia massimo. Non è così per:

$$\mu_1' = \mu' \sqrt{\frac{tg\,\delta_0 + tg\,\delta_w}{tg\,\delta}}$$

Orbene, più che il materiale metallico del nucleo, il Ferroxcube permette di sfruttare la suddetta possibilità di ridurre le perdite. Ciò si spiega nella seguente maniera:

Alle frequenze elevate, l'impiego, per il nucleo, di un materiale ferromagnetico metallico, non è possibile che allo stato pulverolento. In questo stato, il materiale non ha che una piccola permeabilità effettiva, dovuto al fatto che gli strati isolanti fra le particelle ferromagnetiche esercitano il medesimo effetto di un gran numero di traferri minuscoli. Nella misura possibile, si ovvia agli inconvenienti inerenti, adattando per l'insieme la forma di una bobina toroidale. In effetto, il campo magnetico prodotto da una bobina toroidale e, per così dire, unicamente concentrato nell'interno della bobina e non vi sono, praticamente, dispersioni. Da ciò, questa forma di costruzione non chiede speciali disposizioni per ovviare la dispersione. Tuttavia, per evitare un campo di dispersione non troppo grande, non è possibile realizzare un traferro microscopico, dunque non si può far variare μ_1 che modificando la composizione del materiale del nucleo.

Oltre questa limitazione, l'impiego di una bobina toroidale a nucleo in materiale pulverolento presenta ancora un altro inconveniente: l'avvolgimento costituisce un lavoro complicato e spesso costosissimo. Si noti ancora un altro difetto inerente all'impiego di materiale in ferrocart: il nucleo non è riempito dal materiale magnetico in modo omogeneo. Per ciò l'induzione magnetica non è ripartita con omogeneità. In effetto, tutte le linee di forza magnetica tentano di attraversare le particelle ferromagnetiche. L'induzione sarà particolarmente elevata nei punti dove due particelle ferromagnetiche si toccano, ciò che determina perdite addizionali dovute all'isteresi.

L'impiego del nucleo di Ferroxcube in una bobina toroidale elimina, evidentemente, l'ultimo inconveniente menzionato. Tuttavia, i vantaggi che offre questo nuovo materiale acquistano tutta la loro importanza quando non solo si viene a sostituire il nucleo di una bobina toroidale con un nucleo toroidale di Ferroxcube, ma si adotta anche per la bobina un'altra forma di costruzione (la forma toroidale non è in effetto più necessaria) e cioè una forma più adatta alle proprietà del nuovo materiale. Ecco una descrizione della forma di costruzione adottata dal Laboratorio Philips a Eindhoven per le bobine dei filtri destinati alla telefonia a frequenza vettrice.

Fig. 5. - Due paia di conduttori doppi permettono di costituire tre circuiti telefonici: due circuiti reali A ed A' (le correnti sono indicate con le frecce a tratto pieno) ed un circuito virtuale B (frecce tratteggiate). S_A ed $S_{A'}$ sono le bobine Pupin per i circuiti reali, S_B è la bobina Pupin per il circuito virtuale. I sensi di avvolgimento indicati sul disegno fanno in modo che ogni bobina costituisca un'induttanza per il solo proprio circuito corrispondente.

Si utilizza un nucleo a forma di scatola come rappresentato alla fig. 3. Questo nucleo è costituito da una parte centrale (C) attorniata da un avvolgimento (W) e da due dischi (B e O) ed un anello (R) che attornia il nucleo centrale che porta la bobina. Il cilindro centrale è incollato sul disco inferiore con interposizione di uno strato di materiale non magnetico. L'altezza del cilindro centrale è scelta in modo che fra il disco superiore e la facciata superiore del primo sussista ancora un traferro che è approssimativamente grande come lo strato non magnetico fra il nucleo centrale ed il disco di base. L'impiego di un tale traferro è possibile per la permeabilità molto elevata del materiale del nucleo, ciò che assicura una schermatura magnetica praticamente perfetta. Infine, la grandezza del traferro può essere ancora regolata a volontà, con l'aiuto di tela smeriglio, sia dalla superficie superiore del cilindro, sia dall'anello. Si deve scegliere questo modo di regolazione per il fatto che i materiali Ferroxcube sono materiali ceramici duri. La possibilità di regolare la grandezza del traferro permette di scegliere a volontà la grandezza della permeabilità effettiva μ_1 e si può fissare l'induttanza della bobina fino a ½ % circa. Si può dunque assicurare a μ_1 il valore che rende massimo il fattore di merito della bobina.

Dopo il montaggio della bobina, nel corso del quale i due dischi di Ferroxcube sono bloccati fra due coppe di ottone (M) (ved. fig. 3) l'insieme è impregnato allo scopo di proteggere la bobina dall'umidità.

Per permettere la regolazione dell'induttanza dopo l'impregnazione si procede nel seguente modo:

Prima dell'impregnazione, si dispone una sottile striscia metallica fra il disco superiore ed il bordo superiore dell'anello (per questo sono previste incisioni sull'anello) in modo tale che la striscia attraversa il traferro. Dopo l'impregnazione della bobina si sostituisce la striscia metallica con una striscia di materia termo-plastica sulla quale è applicato uno strato di forma trapezoidale di polvere Ferroxcube. Lo spostamento di questa striscia permette di modificare la quantità di polvere Ferroxcube nel traferro. Si può modificare così l'induttanza della bobina di una quantità compresa fra 0,1 $^0/_{00}$ e qualche percento.

La forma di costruzione scelta, permette di regolare il coefficiente di temperatura della permeabilità. In effetto, l'introduzione del traferro modifica questo coefficiente proporzionalmente da μ_1/μ. Per provare ciò, bisogna differenziare la formula [1]:

$$-(1/\mu_1^2)\,.\,(d\mu_1/dT) = $$
$$= -\lambda^k\,(1/\mu^2)\,(d\mu/dT)$$

Quando il traferro è sufficientemente piccolo, si ha $\lambda^k = 1$, quindi:

$$\frac{1}{\mu_1^2}\cdot\frac{d\mu_1}{dT} = \frac{1}{\mu^2}\cdot\frac{d\mu}{dT} \qquad [10]$$

E moltiplicando i due termini di [10] per μ_1, si ottiene la detta proporzionalità.

Per spingere ancora più oltre la riduzione del coefficiente di temperatura, è necessario utilizzare un campo polarizzante. Per questo si introduce nel circuito un pezzo di materiale magnetico permanente. Perchè questa introduzione non provochi perdite per correnti di Foucault, necessita che questo materiale abbia una grande resistenza. Si ha il vantaggio di utilizzare per tale effetto, del Ferroxdure, la nuova materia ceramica per magneti permanenti prodotta dalla Philips.

Quanto esposto più sopra, dimostra che la forma di costruzione scelta, permette di soddisfare in maniera molto semplice alle condizioni di una buona schermatura, di induttanza facilmente regolabile e di tenue coefficiente di temperatura. La fig. 4 fa nettamente risaltare come si è potuto ottenere un elevato fattore di merito, sebbene le dimensioni siano piccolissime; essa rappresenta due bobine di filtro studiate per lo stesso scopo, rispettivamente con e senza impiego di Ferroxcube. La nuova bobina è 5 volte meno voluminosa della vecchia, benchè il suo fattore di merito sia 3 volte più grande (44 cm^3 e Q = 600 a 60 kHz invece di 210 cm^3 e Q = 220 a 60 kHz per la vecchia bobina).

Bobine Pupin

In generale i requisiti a cui devono soddisfare le bobine Pupin, non differiscono di molto da quelli imposti alle bobine per filtri.

Come già esposto, l'impiego del Ferroxcube permette di realizzare in modo semplicissimo un insieme magnetico a forma di scatola. Per le bobine Pupin, questa forma di costruzione è particolarmente efficace. Questo genere di bobine è, in effetto, ancora molto più sensibile delle bobine di filtro agli accoppiamenti spuri dovuti ad una insufficiente schermatura.

Si è tuttavia constatato che, grazie all'eccellente schermatura assicurata dal Ferroxcube, la diafonia che ne risulta fra i diversi circuiti è trascurabile, anche quando si sovrappongono direttamente due bobine Pupin.

Una categoria determinata di bobine Pupin, cioè le bobine Pupin per un circuito virtuale, deve ancora soddisfare ad una condizione speciale. Come lo dimostra la fig. 5, la bobina deve, in effetto, essere

Fig. 6. Forma di costruzione di una bobina Pupin per un circuito virtuale. Le viti T permettono di spostare un po' gli avvolgimenti costituiti da due parti W_1 e W_2 al fine di rendere uguale l'induttanza degli avvolgimenti.

in due parti, e l'induttanza di ognuna deve essere rigorosamente uguale.

Per questo tipo di bobine Pupin, si utilizza una nuova costruzione a forma di scatola (v. fig. 6). La rigorosa uguaglianza imposta per le due induttanze si ottiene facendo in modo che la bobina possa essere posta sul nucleo centrale con l'aiuto di viti esterne. Questo modifica la posizione delle due parti in rapporto al campo di dispersione esistente nelle vicinanze del traferro, e permette di modificare leggermente l'induttanza delle due parti. Si può regolare facilmente la bobina in rapporto alla fessura in modo tale che le due parti della bobina abbiano la stessa induttanza.

Infine, certe bobine Pupin devono ancora soddisfare ad un'altra condizione. In effetto, le bobine Pupin utilizzate nei sistemi di telefonia a frequenza vettrice e per le linee telefoniche utilizzate pure per la telegrafia, non devono introdurre distorsione, altrimenti potrebbe prodursi della intermodulazione.

La distorsione ammissibile è molto più piccola che nei casi delle bobine per filtri. Si usa caratterizzare i materiali ferromagnetici utilizzati per questo genere di bobine, secondo le loro proprietà di distorsione, con un determinato numero; per i materiali ferromagnetici metallici la costante d'isteresi C_h, meglio s'addice a questo scopo. Si vedrà ora come sia diverso il caso dei materiali Ferroxcube.

Si sa che la distorsione risulta dalla non linearità della curva di magnetizzazione; in altri termini, essa dipende dalla forma di questa curva. Per i materiali ferromagnetici metallici utilizzati fino ad ora, la curva di magnetizzazione è praticamente inl dipendente dalla frequenza. A deboli intensità del campo, essa è formulata matematicamente dalla legge di Rayleigh, $B = \mu_i \mu_0 H + \nu \mu_0 H^2$, espressione nella quale μ_i è la permeabilità iniziale relativa e ν la costante detta di Rayleigh per il materiale magnetico considerato. In questo caso, esiste una relazione diretta fra la distorsione e la costante di isteresi C_h. Per conoscere la distorsione, è sufficiente determinare, con l'aiuto delle perdite, il valore di C_h. Per la maggior parte dei materiali Ferroxcube, la forma della curva di magnetizzazione dipende fortemente dalla frequenza. Non è dunque indicato formulare con un numero C_h le perdite provocate dall'isteresi.

Nell'impiego del Ferroxcube. è necessario misurare direttamente la distorsione alla frequenza più bassa per la quale si desidera utilizzare la bobina. Difatti, dalla frequenza di risonanza ferromagnetica alle frequenze più elevate, le curve di magnetizzazione dei materiali Ferroxcube si avvicinano sempre più ad una retta in modo che a frequenza crescente, la distorsione diminuisce.

Trasformatori ad alta frequenza a banda larga.

Il Ferroxcube trova un vasto campo di utilizzazione nei trasformatori ad alta frequenza negli amplificatori o ripetitori a larga banda di frequenza, frequentemente utilizzati nei sistemi di telefonia per frequenza vettrice.

Si analizzeranno quindi le condizioni che un tale trasformatore deve presentare. Si constaterà che il Ferroxcube può perfettamente soddisfare a queste condizioni a frequenze maggiori di 1 MHz, sebbene che la permeabilità cada molto rapidamente. Le condizioni essenziali alle quali deve soddisfare un trasformatore per amplificatori o ripetitore utilizzato in telefonia a frequenza vettrice sono:

1) Risposta di frequenza, a meno di 0,1 dB in tutte le bande di frequenza del sistema.

2) L'impedenza di uscita W, che è essenzialmente determinata dall'impedenza del trasformatore, si manterrà molto prossima all'impedenza caratteristica Z del cavo per tutte le frequenze della zona di trasmissione (v. fig. 7). Per evitare le riflessioni sul cavo, è sufficiente fare in modo che il rapporto del segnale riflesso e del segnale diretto espresso in dB da: $20 \log \left| \frac{Z-W}{Z+W} \right|$ sia sufficientemente piccolo.

Fig. 7. - Schema indicante l'ampiezza di un trasformatore ad alta frequenza a grande larghezza di banda in un sistema di telefonia a frequenza vettrice. S = stazione di trasmissione, V = amplificatore. Il cavo K che conduce dai punti A e B verso il lato della ricezione, ha una impedenza caratteristica Z.

Due ragioni spiegano il perchè la riflessione deve essere mantenuta entro certi limiti:

a) La regolazione dell'equilibrio dei conduttori del cavo, per evitare la diafonia, apporterebbe delle difficoltà. Questa equilibratura dovrebbe essere diversa per il segnale diretto di quella per il segnale riflesso.

b) In seguito alle irregolarità nella costruzione del cavo, la caratteristica di attenuazione presenta piccole deviazioni. Queste deviazioni sono rafforzate dalle riflessioni e possono determinare delle difficoltà per l'equalizzazione della caratteristica.

3) Le perdite totali nei trasformatori devono essere inferiori al 2 %.

Il significato di queste condizioni si spiega meglio con l'aiuto dello schema equivalente del trasformatore (v. fig. 8). Per facilitare, si considera un trasformatore con rapporto di trasformazione 1 : 1. In questo schema E è una sorgente di tensione alternata a resistenza interna R_i. I condensatori C tengono conto della capacità primaria e della capacità secondaria. Sono disposti in modo che abbiano ad essere esattamente uguali. R_1 è la resistenza di carico, L^k è l'induttanza di dispersione, L_p l'induttanza mutua ed R_p la resistenza delle perdite, posta in parallelo. (La resistenza ohmmica delle bobine è trascurabile).

Questo schema dimostra che il circuito del trasformatore è equivalente ad un filtro passa-basso. Le condizioni specificate in [1] e [2] implicano che ωL_p deve essere grande in rapporto a R_p. La condizione specifica [3] implica che R_p deve essere grande in rapporto a R_1. Il calcolo prova che si deve avere:

$$\left. \begin{array}{l} R_1 \leq 1/5\ \omega L_p \\ R_1 \leq 1/50\ .\ R_p \end{array} \right\} \qquad [11]$$

L_p ed R_p dipendono entrambe dalla permeabilità in parallelo μ_p del materiale utilizzato per il nucleo del trasformatore. Questa relazione si deduce immediatamente dalle relazioni date alla fig. 2.

$$\omega L_p = \omega \mu' L_0 = 2\pi f \mu_p' L_0$$
$$\text{e} \quad R_p = \omega \mu_p'' L_0 = 2\pi f \mu_p'' L_0$$

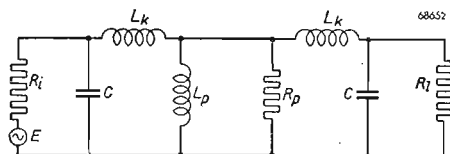



Fig. 8. - Schema equivalente di un trasformatore ad alta frequenza a larga banda. Rapporto di trasformazione 1 : 1. R_1 = resistenza di carico uguale alla resistenza caratteristica Z della linea. C = capacità primaria e secondaria, L_k = induttanza di dispersione; L_p = induzione mutua; R_p = resistenza di perdita in parallelo; E = sorgente di tensione alternata, equivalente all'amplificatore, a resistenza interna R_i.

Se la permeabilità in parallelo non dipende dalla frequenza, sarà sufficiente soddisfare all'equazione [11] per le più basse frequenze; i rapporti saranno allora automaticamente soddisfatti anche per tutte le frequenze più elevate. In realtà, μ_p è una funzione della frequenza che dipende tanto dalle variazioni con la frequenza di μ' quanto che da μ'', in modo che è difficile rendersene conto esattamente.

La fig. 9 dà, per un nucleo di trasformatore in Ferroxcube IIIA, come è rappresentato sulla fig. 10b, le grandezze $f\mu_p'$

ed $f\mu_p''$ in funzione della frequenza, provano che $f\mu_p'$ aumenta in tutte le gamme di frequenza e quindi anche oltre la frequenza per la quale μ' diminuisce notevolmente (0,5 MHz) questo beninteso solo per via analitica. $f\mu_p''$ varia un po', ma non cade mai al di sotto del valore corrispondente a 12 kHz.

Riassumendo si può dire che per tutte le frequenze della zona considerata, le espressioni $f\mu_p'$ ed $f\mu_p''$, cioè $(f/\mu')\,\mu'^2 + \mu''^2)$ e $(f/\mu'').(\mu'^2 + \mu''^2)$ non cadono al di sotto del valore determinato, in modo che la grande diminuzione della parte reale μ' della permeabilità oltre la frequenza di risonanza ferromagnetica, non costituisce un inconveniente per l'impiego del

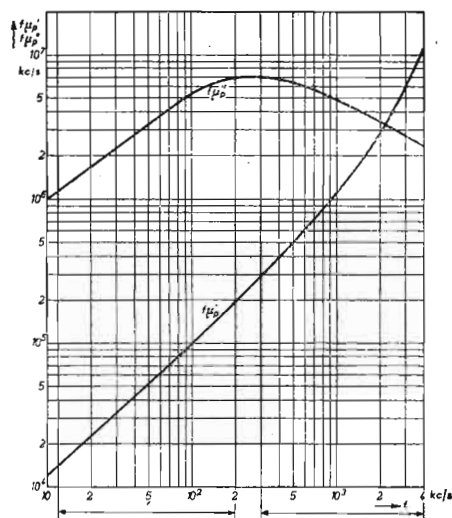



Fig. 9. - Le grandezze $f\mu_p'$ ed $f\mu_p''$ per il nucleo del trasformatore in Ferroxcube III rappresentato in fig. 10b), in funzione della frequenza.

Ferroxcube come materiale per il nucleo del trasformatore in oggetto.

La fig. 10 rappresenta dei nuclei di Ferroxcube destinati a questi trasformatori. I nuclei rappresentati su queste figure possono essere utilizzati rispettivamente in un sistema a 48 canali (12 ÷ 200 kHz) ed in un sistema coassiale (0,3 a 4 MHz). L'omogeneità del Ferroxcube permette di realizzare il nucleo in due pezzi, ciò che semplifica notevolmente l'avvolgimento. E' sufficiente rettificare le estremità del nucleo ed applicare uno contro l'altro i pezzi; in modo che non debba sussistere che un traferro minimo; questo è così piccolo che la permeabilità effettiva non è inferiore che del 10 % alla permeabilità del materiale.

UTILIZZAZIONI NEL CAMPO RADIO

I materiali Ferroxcube si sono imposti nel campo della radio, per la loro grande permeabilità e per le loro deboli perdite.

Essi sono utilizzati generalmente sotto forma di steli e di tubi e presentano notevoli vantaggi nei confronti dei materiali ferromagnetici agglomerati comuni, sopratutto nel campo delle frequenze non troppo elevate.

La fig. 11 illustra un esempio di utilizzazione del Ferroxcube in un filtro di banda per media frequenza. Si regola l'induttanza delle bobine (*S*) spostando gli steli di Ferroxcube con l'aiuto di viti esterne. ogni vite è mantenuta in sito con l'aiuto di una molla (*V*) e di due steli di vetro (*G*).

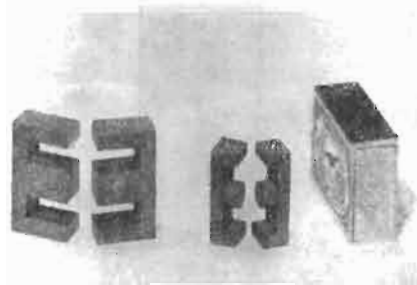



Fig. 10. - Nucleo di Ferroxcube per trasformatori ad alta frequenza a banda larga. Il nucleo di sinistra (*a*) è utilizzato in un sistema a 48 canali (12 a 200 kHz) ed il nucleo di destra (*b*) in un sistema coassiale (0,3 a 4 MHz).

Per ridurre le perdite nello schermo di alluminio del filtro, ogni bobina è contornata da tre steli di Ferroxcube (*F*), questa schermatura è detta « a palizzata » o a « tendina ».

In seguito alla permeabilità elevata del Ferroxcube, una grande parte del campo è concentrata nel gambo, in modo che il flusso magnetico nello schermo di alluminio è piccolo e le perdite causate da questo diminuiscono.

I risultati che si possono così ottenere scaturiscono in maniera più evidente da quanto segue (v. fig. 12). Un filtro di banda, utilizzato fino ad ora, di forma cilindrica, che non impiega il Ferroxcube, ha un volume di 64 cm^3, un fattore di merito Q = 206 per f = 452 kHz. Per i filtri di banda utilizzanti il Ferroxcube, si ha:

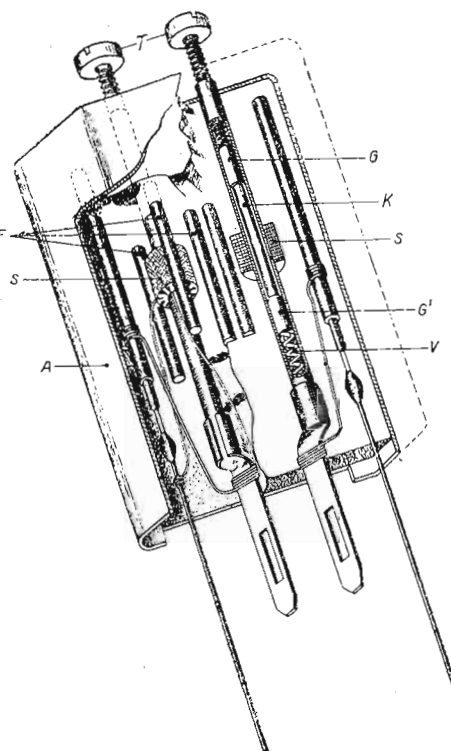



Fig. 11. - Filtro di banda a media frequenza. S = bobine, K = nucleo di Ferroxcube che le viti T permettono di regolare. Queste bobine sono mantenute in sito con l'aiuto di molle V e con dei cilindretti di vetro G_1. Gli steli di Ferroxcube F formano una schermatura detta « a palizzata » che mantiene basse le perdite nello schermo di alluminio A. Gli steli nello schermo sono dei condensatori trafilati (ved. « *l'antenna* », ottobre 1951, XXIII, n. 10, pag. 235-237).

tipo 5730: forma cilindrica
volume = 34,5 cm^3; Q = 226 a 452 kHz;
tipo AP1000: forma di prisma
volume = 8,75 cm^3; Q = 174 a 452 kHz.

UTILIZZAZIONI NEL CAMPO DELLA TELEVISIONE

In televisione, il Ferroxcube ha trovato un vastissimo campo di utilizzazione nella costruzione degli apparecchi che servono ad inviare la tensione anodica elevata al tubo catodico.

Il metodo più indicato a prima vista, cioè la trasformazione ed il raddrizzamento della tensione della rete, solleva grandissime difficoltà. Queste sono dovute al fatto che la costruzione di un trasformatore per una tensione elevata è estremamente costosa in seguito alla grande quantità di filo molto sottile richiesto. D'altronde il raddrizzatore necessario per un tale apparecchio è troppo voluminoso e molto pesante. La potenza di cui si abbisogna è molto piccola, si è trovato per questo problema un'altra soluzione. Si noti che le particolari proprietà del Ferroxcube permettono di utilizzare forme di costruzione che non hanno potuto essere realizzate prima a causa del prezzo molto elevato.

ALTRE APPLICAZIONI

Si trae vantaggio delle deboli perdite del Ferroxcube a frequenze elevate per concentrare in punti determinati, campi alternati a frequenza elevata (dell'ordine di 0,5 MHz) per esempio nel riscaldamento ad alta frequenza. Dando ai nuclei forme speciali, si può fare in modo che certe parti siano riscaldate, mentre altre parti, vicinissime alle prime conservino una temperatura molto bassa.

Esiste ancora un certo numero di applicazioni che non sono basate sul fatto che alla frequenza di risonanza ferromagnetica le perdite nel Ferroxcube sono debolissime, ma precisamente sul fatto che sono molto elevate oltre questa frequenza.

Inoltre in queste applicazioni si trae vantaggio della grande resistività del Ferroxcube. Queste possibilità sono tuttora oggetto di studio.

E' così che si può utilizzare il Ferroxcube per la modulazione alle frequenze elevatissime. Quando si introduce una porzione di Ferroxcube in una cavità risonante, in seguito all'assorbimento di risonanza ferromagnetica il Q della cavità si abbassa notevolmente. Quando si applica un campo che polarizza il materiale ferromagnetico, il Q potrà aumentare notevolmente nel caso di impiego di materiale Ferroxcube preparato appositamente. Questo aumento dipende non solo dal materiale utilizzato (e in certa misura dall'alta frequenza utilizzata) ma pure dall'intensità del campo polarizzante. Quando si fa in modo che l'intensità del campo polarizzante abbia a variare secondo un segnale di bassa frequenza, si ottiene, per la variazione di Q, una modulazione dell'ampiezza del campo alternativo in alta frequenza.

Si può infine trarre vantaggio dalle grandi perdite dielettriche e magnetiche a frequenze superiori alla frequenza di risonanza ferromagnetica quando si vuole introdurre una tensione continua od una tensione alternata a bassa frequenza in una cavità di risonanza di cui non può uscire verso l'esterno con un campo alternato ad

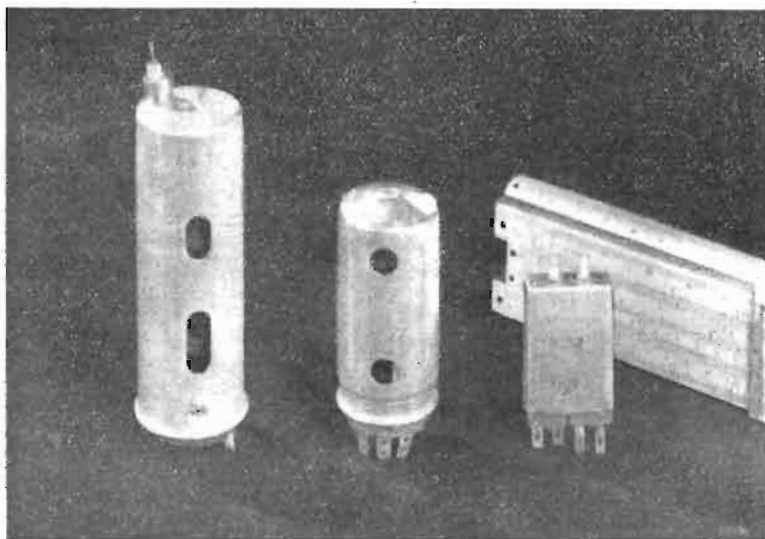



Fig. 12. - Filtri di banda a media frequenza per apparecchi radio. *A sinistra*: un vecchio tipo, non utilizzante il Ferroxcube; vol. 64 cm³; Q = 206 a 452 kHz. *Al centro*: tipo 5730; vol. 34,5 cm³; Q = 226 a 452 kHz. *A destra*: tipo AP1000; vol. 8,75 cm³; Q = 174 a 452 kHz.

alta frequenza (questo riferendosi ad un trasmettitore di misura per frequenze di 1000 MHz o più elevate). Si può utilizzare perciò, un cavo coassiale riempito di Ferroxcube; per il conduttore centrale che attraversa la corrente continua, si utilizza in questi casi, un filo smaltato.

(*Raoul Biancheri*)

a colloquio coi lettori

D *Desidererei conoscere le tolleranze di frequenza ammesse per i vari servizi di radiocomunicazioni.*

R Riportiamo per sua conoscenza le norme emanate in proposito dalla F.C.C. per i servizi radio negli U.S.A.:

Servizio Broadcast - Frequenza mantenuta con uno scarto massimo da quella assegnata di 20 Hz.

Servizio Broadcast internazionale - Da 6000 a 21.000 kHz ± 0,005 %.

Servizio sperimentale - Da 1614 kHz a 450 MHz ± 0,01 %.
Oltre 450 MHz ± 0,05 %.

Servizi vari compresi OM, posti fissi e posti mobili:
Stazioni fisse sopra 6000 kHz ± 0,01 %.
Stazioni mobili sopra 6000 kHz ± 0,02%.
Stazioni fisse oltre 30 MHz ± 0,02 %.
Stazioni mobili oltre 30 MHz ± 0,03 %.

* * *

D *Gradirei sapere qualcosa di preciso in merito all'antenna « rombica ».*

R Tale antenna è costituita da 2 conduttori disposti secondo i lati di un rombo, e presenta spiccate proprietà direzionali.

Ad un vertice è posto l'attacco della linea di alimentazione, e quello opposto può essere aperto, nel qual caso l'antenna diventa bidirezionale. Nel caso che detto estremo sia chiuso su una resistenza antinduttiva del valore di 800 ohm, capace di dissipare la metà della potenza immessa in aereo, quest'ultimo diventa monodirezionale.

Pur essendo alquanto complesso il calcolo di tale sistema di aereo, si possono dettare alcuni dati di compromesso, sufficienti per la normale pratica.

Essendo la rombica adatta al traffico multibanda, sarà bene costruirla sulla base dei 14 MHz, il che permetterà di lavorare altrettanto bene dai 7 ai 30 MHz. La tabella unita fornisce per una antenna avente per « base » i 14 MHz ed i bracci uguali a 2 λ gli angoli φ in relazione all'altezza da terra dei conduttori ed all'angolo ottimo di radiazione verticale. Per l'alimentazione del sistema sarebbe necessaria una linea avente impedenza caratteristica di 800 ohm; tuttavia una normale linea sintonizzata di 600 ohm non ha mai fornito differenze apprezzabili di risultato. Il guadagno ottenibile varia da 8 a 12 dB rispetto ad un dipolo semplice. In generale si può dire che più lunga è l'antenna rispetto alla frequenza di lavoro, maggiore è il guadagno ottenibile.

δ	φ	*h* in metri
10°	56°	4,30
12°	58°	5,30
14°	57°	6,40
16°	58°30'	7,00
18°	59°	7,70
20°	60°	8,50
22°	62°	10,70
24°	63°30'	11,70

* * *

D *Vorrei conoscere qualche dispositivo di protezione per le valvole raddrizzatrici a vapore di mercurio sui trasmettitori.*

R Non comprendiamo bene a quale dispositivo Ella si riferisca. Riteniamo però che si tratti di un apparato che impedisca l'applicazione dell'alta tensione alle placche prima che il tubo non abbia raggiunto la temperatura di regime. Per raggiungere tale scopo esistono diversi sistemi, taluni anche assai complicati. Il più semplice è costituito da un interruttore termico alimentato in parallelo ai filamenti dello stadio che viene alimentato dalle raddrizzatrici in questione, collegato secondo lo schema unito. Tale interruttore, il cui tempo di chiusura è regolabile, permetterà l'applicazione dell'AT alle raddrizzatrici solo quando sarà trascorso un tempo conveniente dall'accensione delle stesse.

Inserzione di dispositivo di protezione a tempo su alimentatore di media potenza.

Poichè tali dispositivi si applicano in genere in apparati che impiegano tensioni elevate, l'interruttore termico interverrà non sul ritorno dell'AT, bensì sul primario del trasformatore relativo, sia direttamente nel caso di piccole potenze, sia tramite un relais di adeguata capacità di rottura in tutti gli altri.

* * *

D *Ho udito parlare di un « effetto Hull » che ritengo si riferisca alle valvole radio. Sarei contento di qualche spiegazione.*

R Gli ioni positivi che si generano dalla ionizzazione del gas contenuto nel bulbo dei tubi elettronici, si dirigono verso il catodo e la griglia. Il bombardamento di questi elettrodi può dar luogo al cosiddetto effetto Hull, ossia ad una emissione secondaria di eletroni, come pure può condurre, in certe condizioni, alla disintegrazione del catodo e ad una diminuzione dell'isolamento degli elettrodi per deposizione metallica sulle pareti interne del tubo di sostanza emettente polverizzatasi in seguito ad azione chimico-fisica con i gas ionizzati.

L'effetto Hull si ha pure, nei riguardi della griglia, quando gli elettroni primari assumono grandissime velocità, maggiori di quelle dei normali elettroni primari dei tubi riceventi. In casi eccezionali l'emissione secondaria di griglia può assumere tale entità da annullare l'eventuale corrente di griglia od anche generare una corrente inversa, ciò perchè il numero di elettroni secondari espulsi diventa maggiore di quello di elettroni primari che raggiungono il medesimo elettrodo.

Posseggo un televisore di marca americana che ha sempre funzionato bene dal giorno in cui l'ho acquistato (ottobre 1950). Da qualche tempo in qua le immagini sullo schermo non sono più contrastate come una volta: sono come velate ed i neri appaiono grigi. Da cosa può dipendere?

A. Biraghi - Torino

Da quanto Ella ci dice, è probabile che una od alcune valvole della catena di amplificazione RF-MF-VF si sia esaurita o non si trovi in condizioni di funzionamento normale (qualche resistenza o condensatore alterati) in modo che il segnale video sulla griglia del tubo catodico si trova ora molto ridotto. Si rivolga a qualche tecnico specializzato chiedendogli di provare la sostituzione di alcune valvole con altre in piena efficienza onde chiarire la questione. Ogni buon tecnico organizzato per un servizio TV è generalmente munito di una serie di valvole più comunemente impiegate nei televisori.

* * *

Vorrei installare un'antenna per la TV sul tetto dell'edificio ove abito, alto sette piani. Abito al 5° piano e vi chiedo quale tipo di linea di trasmissione è più indicata: nastro bifilare o cavo coassiale? Inoltre vi chiedo se tale antenna è pericolosa agli effetti del fulmine.

G. Bartesaghi - Milano

Se adotta un'antenna costituita da discesa in nastro bifilare 300 ohm che mento riflettore, le consigliamo una discesa in nastro bifilare 300 ohm che si raccorderà bene anche all'ingresso del suo televisore.

Faccia in modo che detta linea corra distanziata di 7÷8 cm dalle pareti dell'edificio o da qualsiasi altra cosa (usi gli speciali isolatori con capsula di gomma con fenditura pel passaggio del nastro bifilare) e sia elicata di uno o due giri ogni metro di percorso.

Circa il timore del fulmine, si tranquillizzi che non esiste alcuna possibilità che la scarica sia convogliata lungo la linea di trasmissione sino all'apparecchio.

* * *

Durante l'indagine che sto facendo per la scelta di un televisore, un negoziante di radio mi ha tanto decantato il televisore di una nota Casa milanese (di progettazione e tecnica inglese) il quale è l'unico che possieda uno speciale schermo filtrante addizionale che evita l'affaticamento della vista e migliora il contrasto dell'immagine. E' vero ciò?

R. Gatto - Milano

Sì. L'affermazione del rivenditore è esatta. Lo schermo in tinta neutra bruno-violacea collocato di fronte allo schermo fluorescente costituisce un punto di merito di quella Casa nei rispetti della concorrenza.

L'efficacia di tale filtro è particolarmente sentita osservando le immagini in un ambiente molto illuminato.

* * *

Sono intenzionato ad acquistare un televisore. Da alcuni venditori mi è stato detto che con un'antenna interna si ottengono buone ricezioni, mentre da altri mi si dice che occorre assolutamente un'antenna esterna.

Qual'è la verità?

R. Bonfigli - Milano

Le ricezioni ottenute con un'antenna interna (anche se incorporata nel televisore) sono sempre precarie, particolarmente poi per l'onda di Milano (200 MHz) che viene facilmente riflessa anche dalle pareti, cose e persone esistenti in prossimità del televisore. Per avere una ricezione veramente stabile e priva di « nebbia » occorre installare un'antenna esterna, sul tetto della casa. Tenga però presente che una stessa antenna può servire molti utenti (anche una decina) riducendo così la spesa d'impianto.

* * *

Desidererei molto acuistare un televisore per ricevere i programmi della R.A.I. irradiati da Milano-TV, però una prova effettuata da un negoziante in casa mia, con un'antenna provvisoria sul tetto non ha dato buoni risultati. Mi è stato detto che la città di Como (ove io abito) è molto disgraziata per la televisione. E' mai possibile che non si possa far nulla a così breve distanza da Milano?

A Rapetti - Como

Effettivamente la città di Como trovasi schermata da una barriera collinosa verso Milano, che impedisce la ricezione della TV.

Abbiamo però appreso dai Dirigenti della R.A.I. che tale questione, comune ad altre località importanti, è già stata presa in seria considerazione nel senso che sono già in allestimento alcuni piccoli trasmettitori-ripetitori che verranno installati in posizione adatta nei pressi della città da servire. La ricezione dei televisori in città non avverrà più sul canale di Milano (200-207 MHz) ma su un altro canale che verrà tempestivamente indicato.

* * *

Ho appena acquistato un televisore ma non sono soddisfatto della qualità delle immagini che appaiono tutte bordate sulla destra di una grossa riga bianca, come se fossero in rilievo. Chi mi ha fornito l'apparecchio e la relativa antenna con discesa in nastro bifilare, dice che è la trasmissione difettosa e non vi è nulla da fare sino a che non verrà corretta. E' mai possibile ciò?

A. Volpi - Torino

Il difetto da lei rilevato sul suo televisore non dipende dalla trasmissione ma bensì da riflessioni. dovute a cattivo raccordo della impedenza della linea di discesa dall'antenna ovvero dovute a rinvii da edifici o masse vicine all'antenna.

Provi a far correre sul nastro bifilare, ad una distanza di circa 50 cm dall'entrata al televisore un collarino ben aderente (lungo 2÷3 cm) di stagnola. Provi anche a collegare in parallelo ai morsetti d'entrata del televisore un pezzo dello stesso nastro bifilare lungo circa 60 cm cortocircuitato all'altro estremo.

Se ciò son dà buoni risultati provi a ruotare lentamente il palo di supporto dell'antenna sino ad ottenere un miglioramento dell'immagine.

Può anche darsi infine che l'inconveniente da lei lamentato dipenda anche da incorretta amplificazione a video frequenza nel televisore stesso; in tal caso la consigliamo di farlo verificare da uno specialista munito degli adatti strumenti.

* * *

Il mio televisore provoca dei disturbi alla radio di un mio vicino. Che cosa posso fare per sopprimere tale disturbo?

A. Rancati - Pavia

Poichè Ella non ci ha detto di quale genere sia il disturbo arrecato dal suo televisore, riteniamo che tale disturbo sia quello più frequentemente provocato dai televisori, e generato dagli oscillatori di riga e talvolta di quadro.

In tal caso occorre schermare accuratamente il complesso trasformatore E.A.T., diodo AF e diodo ricuperatore in una scatola metallica forata per il raffreddamento; sarà inoltre opportuno schermare (cavetto sotto col rame) i circuiti di deflessione ed annessi, collegati al complesso E.A.T. ora citato.

Fare attenzione nel mettere « a terra » lo « chassis ». In taluni schemi alla massa dello chassis è collegato un capo della corrente d'alimentazione; in tal caso la messa a terra occorre farla attraverso un condensatore da 0,5 μF.

* * *

Da qualche tempo noto sullo schermo del mio televisore un diradamento della distanza delle righe nella parte superiore del quadro, ciò che porta anche ad una deformazione della parte superiore delle immagini.

Da cosa dipende questo inconveniente e come posso rimediarvi?

S. Bernetti - Como

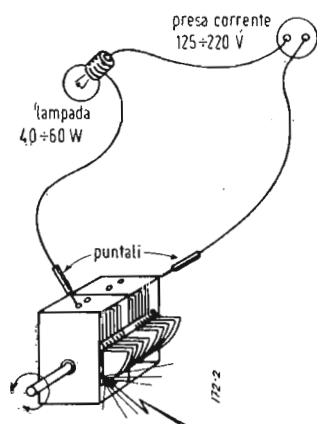
Il suo inconveniente dipende da una mancanza di linearità della deflessione verticale e può essere imputato ad una alterazione di qualche organo (resistenza, condensatore o valvola di scarica).

Se nel suo televisore è previsto un organo correttore della linearità verticale veda di regolarlo girando la relativa vite; se non vi sono regolazioni occorrerà un oscilloscopio per verificare la forma del dente di sega di deflessione verticale e correggerne la linearità rettificando gli elementi o le tensioni del circuito relativo.

consigli utili

Capitano sovente, nella riparazione di apparecchi radio, difetti al condensatore variabile, organo di precisione soggetto a guastarsi di frequente.

Condensatori costruiti durante il periodo bellico, con materiali scadenti, presentano dopo un periodo di funzionamento relativamente breve il difetto di dare rumore durante la sintonia, o addirittura mancanza di funzionamento su una parte del quadrante e su tutte le gamme d'onda.

Ciò è dovuto a corti circuiti fra le armature dello statore e del rotore e scentratura delle lamine. In tal caso è necessario prima assicurarsi che l'asse del rotore non abbia gioco, che potrà essere eliminato registrandolo agendo su l'uno e su l'altro cuscinetto sino a centrare esattamente le lamine mobili rispetto alle fisse. Molte volte è necessario agire anche sugli statori e spostarli e raddrizzare qualche lamina spostata. All'ultimo si osserverà contro luce la buona riuscita del lavoro. Nonostante ciò il condensatore riparato può risultare rumoroso.

Piccoli detriti metallici e bave invisibili nelle lamine danno luogo a un fastidioso rumore di contatti striscianti durante la ricerca di stazioni trasmittenti.

I condensatori variabili moderni poi, colla riduzione delle dimensioni di ingombro comportano riduzioni del dielettrico aria a qualche frazione di decimi di mm e polveri metalliche interposte sono fastidiosissime e non possono essere rimosse facilmente.

Per eliminare tale inconveniente, si può improvvisare il circuito rappresentato in fig. 1. Se il condensatore è già sistemato sul telaio è sufficiente distaccare i conduttori saldati alle armature isolate.

Una lampada da 40÷60 W, in serie al circuito alimentato dalla rete, limita la corrente massima attraverso i contatti che avvengono durante la rotazione fra le armature.

Durante la rotazione, che va eseguita più volte in un senso e nell'altro, si osserveranno bagliori nella lampada (comune ad incandescenza) e scintille fra le lamine.

Dopo svariate rotazioni, si avrà la bruciatura delle bave e la bruciatura delle polveri metalliche interposte fra le lamine.

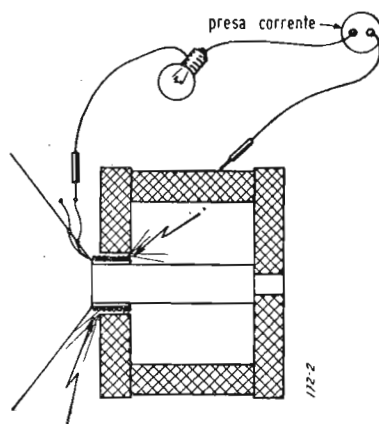
Nella rotazione si avrà cura di forzare l'asse longitudinalmente in un senso e nell'altro. Quando ogni traccia metallica sarà completamente scomparsa, la lampada resterà naturalmente spenta, e il condensatore potrà essere montato con sicurezza di perfetto funzionamento.

Bisogna notare che anche l'eccessiva microfonicità del condensatore variabile (urlo microfonico) deriva molto spesso da instabili contatti di particelle metalliche che potranno essere eliminate col procedimento descritto. *(G. Dalpane)*

* * *

Un altro organo che può facilmente guastarsi per effetto sempre di polveri metalliche (ferrose) è l'altoparlante, specialmente se trattasi del tipo magneto-dinamico.

I primi altoparlanti di tale tipo avevano il traferro scoperto, inoltre molti di questi erano mancanti della completa protezione in stoffa leggera.

Altoparlanti con traferro esposto, senza chiusura con calotta antimagnetica e centratore esterno, come si costruivano tempo addietro, dovrebbero sempre essere protetti dalla polvere avvolgendoli completamente con stoffa adatta.

Se ciò non è stato fatto, col tempo l'altoparlante darà sicuramente vibrazioni e noie per l'utente e... per il riparatore.

Le piccole parti ferrose che il magnete raccoglierà si introdurranno nel traferro specialmente all'esterno della bobina mobile ostacolando quest'ultima nel suo movimento.

La riproduzione acustica sarà caratterizzata da vibrazioni particolari facilmente riconoscibili. Spostando a mano il cono si noteranno rumori dovuti ad inceppamento e sfregamento della bobina mobile e osservando il traferro si noteranno particelle trascinate ma non distaccate dalla bobina mobile.

Le parti ferrose in questione saranno fortemente aderenti al traferro magnetizzato, ma le più grosse, visibili, possono essere tolte con molta pazienza avvicinando ad esse una lama di un cacciavite in acciaio che verrà magnetizzato dalla vicinanza del magnete e venire attratte dalla lama.

Le parti metalliche più piccole invece saranno già introdotte nel traferro all'interno e non potranno essere in alcun modo rimosse se non smontando il cono, ma se questo è incollato (caso quasi generale) tale operazione richiede la sostituzione del cono, e quindi una riparazione lunga e costosa.

L'espediente rappresentato in fig. 2 ha dato buoni risultati quando naturalmente siano stati rimossi col cacciavite le parti metalliche maggiori ed è ancora quello della lampada in serie alimentato dalla rete.

Posto sotto corrente il circuito, chiuso attraverso massa altoparlante - bobina mobile - lampada, verrà mosso a mano il cono.

Durante lo spostamento in senso assiale si avrà cura di forzare la bobina mobile e cono anche nel senso trasversale, oltre a quello normale. Le parti metalliche introdottisi avranno, durante il funzionamento, corroso leggermente lo smalto del conduttore della bobina mobile, cosicchè queste chiuderanno facilmente il circuito e data la loro piccolissima dimensione a struttura quasi sempre filamentosa verranno distrutte facilmente dal passaggio della corrente.

Con questo sistema verrà segnalata dalla lampada anche l'eventuale scentratura della bobina mobile. Verrà centrata nel solito modo e ad operazione finita si potrà ancora collegare l'altoparlante ad un oscillatore della potenza di 2 o 3 W con una frequenza piuttosto bassa (meglio se quella di risonanza fondamentale della membrana) e lasciarlo funzionare per qualche tempo, sempre sottoposto alla tensione di rete fra bobina mobile e carcassa metallica.

Tenere presente che la tensione di rete va a finire all'oscillatore. Bisognerà avere le precauzioni del caso. Anche l'operatore si isolerà dal suolo.

Dopo qualche minuto anche le più piccole particelle metalliche verranno distrutte completamente.

Abbiamo voluto accennare ad un semplicissimo espediente alla portata di tutti i radioriparatori, e forse perchè semplice molti radioamatori non avranno pensato di provare.

Abbiamo detto che le parti metalliche da eliminare si depositano all'esterno della bobina mobile. Infatti anteriormente l'altoparlante è sempre riparato e chiuso dalla stoffa del mobile, cosicchè non si è quasi mai riscontrato depositi metallici nell'interno della bobina mobile. *(G. Dalpane)*

ORDINAZIONI TV IN INGHILTERRA

E' stato annunciato in questi giorni a Londra che un complesso di ordinazioni per attrezzature britanniche, ammontanti a un valore di 300 mila sterline, darà all'Italia una permanente rete televisiva su scala nazionale. Le ordinazioni, piazzate presso la Marconi's Wireless Telegraph Co. Ltd. attraverso la sua filiale italiana, sono per l'impianto di studi a Roma e a Milano, per stazioni trasmittenti di media potenza a Roma e a Pisa, e per unità trasmittenti all'aperto a Roma.

Si ritiene che questo sia uno dei più importanti ordini del genere fino ad ora piazzati presso una ditta britannica. Esso avrà come risultato di trasformare l'attuale servizio sperimentale televisivo della RAI in rete nazionale.

* * *

Nel corso dell'anno 1953 l'industria americana ha fornito 11 milioni di nuove antenne TV.

Tale richiesta di antenne si spiega col fatto che molti possessori di televisori provvisti di sola antenna interna si sono decisi di installare un'anenna esterna per migliorare la ricezione.

Tubi nuovi e... vecchi

Tubo raddrizzatore EZ80

Questo nuovo tubo biplacca possiede uno zoccolo Noval. E' tutto vetro e le sue dimensioni sono analoghe a quelle degli altri tubi Noval.

Il riscaldamemnto è indiretto. Un forte isolamento è stato previsto tra catodo e filamento e, per questo fatto, è possibile connettere il filamento del tubo ad una fonte sulla quale il potenziale medio è differentissimo da quello del catodo. La tensione massima ammissibile tra catodo e filamento della EZ80 è dell'ordine di 500 volt.

Nel montaggio di apparecchi radio normali o autoradio lo stesso avvolgimento può servire di sorgente di riscaldamento per gli altri tubi e per la EZ80.

Il filamento è alimentato a 6,3 V, 0,7 A. Le caratteristiche di raddrizzamento sono le seguenti:

Tens. alt.	2×250 V	2×275 V	2×300 V	2×350 V
Corr. radd.	90 mA	90 mA	90 mA	90 mA
Res. di prot. . . .	2×125 Ω	2×175 Ω	2×215 Ω	2×300 Ω
Capacità filtro . .	50 μF	50 μF	50 μF	50 μF

I valori da non superare sono:

A.T. = 2×350 V
I radd. = 90 mA
I cresta = 270 mA
Tens. fil/cat = 500 V

Le dimensioni sono: diametro 22 mm; altezza totale 66,7 mm.

I contatti dello zoccolo Noval sono:

1) Placca 2ª
2) Connessione interna
3) Catodo
4) Filamento
5) Filamento
6) Connessione interna
7) Placca 1ª
8) Connessione interna
9) Connessione interna

In alcuni casi non si dovrà collegare i piedini 2, 6, 8 e 9 a dei punti qualunque dello chassis sotto pena di provocare dei corto circuiti.

In montaggi necessitanti più di 90 mA si potranno montare più EZ80 in parallelo. *(APS)*

* * *

7VP1 RCA

Il tubo a raggi catodici 7VP1 usa focalizzazione e deviazione elettrostatiche e ha schermo fluorescente verde a media persistenza. Accensione: 6,3 V a 0,6 A; diametro del bulbo: 7 pollici; tensione di accelerazione: 4 kV; tensione filamento catodo: 125 V. *(LBTT)*

* * *

GL-6087 General Electric Co.

Sostituisce il 5Y3GT, ma trova impiego in apparati per aeronautica essendo in grado di fornire le stesse prestazioni del 5Y3GT fino a 18.000 m s.l.m. A tale quota presenta una tensione di picco di 1400 V e una corrente di riposo di 375 mA per placca. In funzionamento formale la corrente continua di uscita è di 125 mA. Rappresenta una versione simile al 5Y3WGTA della CBS-Hytron. E' collaudato con accelerazioni d'urto fino a 700 g. *(LBTT)*

* * *

577-578 & X-22 United Electronics

Rappresentano nuove versioni, conformi agli standards JAN, dei tubi 371-B, 8020 e 1616. Trovano applicazione in radar di bordo. *(LBTT)*

* * *

GL-6241 General Electric

E' un nuovo tipo di klystron progettato dalla Varian Associated. E' lungo 1,30 m, pesa 80 kg e fornisce una potenza di 15 kW. La WHUM-TV di Reading, Pa., è stata la prima stazione TV, nella gamma delle UHF, ad usare questo tubo.

* * *

6AF4 RCA, Sylvania, General Electric

Triodo oscillatore per UHF, miniatura 7 piedini. Caratteristiche generali: accensione 6,3 V a 225 mA; tensione anodica 100 V; corrente anodica 22 mA; tensione di griglia —4 V; resistore di griglia 10 kohm; frequenza 950 MHz. *(LBTT)*

* * *

6AJ4 General Electric

Triodo amplificatore per UHF e amplificatore con griglia a massa, miniatura 9 piedini. Caratteristiche generali (classe A1): accensione 6,3 V a 225 mA; tensione anodica 125 V; corrente anodica 16 mA; tensione di griglia —9 V; resistore catodico 68 ohm; resistore anodico 4.200 ohm; fattore di amplificazione 42; mutua conduttanza 10 mA/V. *(LBTT)*

* * *

6AM4 General Electric

Triodo mixer per UHF con griglia a massa, miniatura 9 piedini. Caratteristiche generali (mixer): accensione 6,3 V a 225 mA; tensione anodica 150 V; corrente anodica 7,5 mA; tensione di griglia —5 V; resistore catodico 100 ohm; resistore anodico 9500 ohm; fattore di amplificazione 85; mutua conduttanza 9 mA/V. *(LBTT)*

* * *

6AN4 Sylvania

Triodo mixer o amplificatore per UHF con griglia a massa, miniatura 7 piedini. Caratteristiche generali (amplificatore): accensione 6,3 V a 225 mA; tensione anodica 200 V; corrente anodica 13 mA; resistore catodico 100 ohm; resistore anodico 7700 ohm; fattore di amplificazione 70; mutua conduttanza 9 mA/V. *(LBTT)*

* * *

6BZ7 CBS-Hytron

Doppio triodo per UHF da usare in circuiti cascode, miniatura 9 piedini. Caratteristiche generali (per sezione, classe A): accensione 6,3 V a 400 mA; tensione anodica 10 mA; tensione di griglia —11 V; resistore catodico 220 ohm; resistore anodico 5600 ohm; fattore di amplificazione 38; mutua conduttanza 6,8 mA/V. *(LBTT)*

* * *

6T4 Sylvania

Triodo oscillatore per UHF, miniatura 7 piedini. Caratteristiche generali: accensione 6,3 V a 225 mA; tensione anodica 80 V; corrente anodica 18 mA; tensione di griglia —15 V; resistore catodico 150 ohm; resistore anodico 1800 ohm; fattore di amplificazione 13; mutua conduttanza 7 mA/V. *(LBTT)*

* * *

5726 RCA

Doppio diodo rivelatore, nuova versione del 6AL5W, per applicazione in impianti di bordo. Accensione 6,3 V a 0,3 A; frequenza di risonanza 700 MHz; tensione picco inversa 360 V max. Il 5726 RCA è collaudato con accelerazioni d'urto fino a 700 g e accelerazioni di vibrazione di 2.5 g max. *(LBTT)*

* * *

27EP4 General Electric

Nuovo tubo a r.c. con schermo rettangolare (24 × 18½ pollici) alluminizzato, angolo di deviazione di 90°, focalizzazione magnetica, tensione di accelerazione 16 kV. Dimensioni d'ingombro: schermo 60 × 47 cm, lunghezza massima 60 cm. Un vero gigante tra i tubi a r.c. per televisione. *(LBTT)*

* * *

ES833 Ediswan

I progettisti di apparati per riscaldamento a RF e diatermia hanno a disposizione un nuovo triodo ad alto mu per uso quale amplificatore di potenza a RF, generatore di oscillazioni o modulatore in classe B. Il tubo ES833, sostituisce l'americano 833A. Ha rendimento eccezionalmente alto alle frequenze più alte e può essere impiegato anche in classe C a regime permanente (CW) con una potenza massima d'ingresso di 2 kW fino a frequenze di 30 MHz e, con potenza ridotta, fino a 75 MHz. Accensione: 10 V a 10 A; massima tensione anodica: 4000 V; massima dissipazione anodica con raffreddamento forzato: 400 W; fattore di amplificazione: 35. *(LBWE)*

* * *

QY3-125, Mullard

Tetrodo di potenza, corrispondente al 6155 americano, di ottime caratteristiche. Con una dissipazione anodica massima di 125 W, fornisce un'uscita di 375 W a 120 MHz e di 225 W a 200 MHz. E' raccomandato quale generatore o amplificatore RF nel campo delle VHF.

Accensione: 5 V a 6,5 A; capacità d'ingresso: 11,2 pF; capacità di uscita: 4,2 pF; capacità anodo-griglia: 0,05 pF. Valori massimi: V_a = 3000 V, W_a = 125 W; V_{g2} = 600 V; W_{g2} = 25 W; I_k = 270 mA. *(LBWE)*

IL PRIMO STRUMENTO DEL RADIOAMATORE

(segue da pagina 32)

Tramite il piccolo alimentatore descritto su queste pagine (« *l'antenna* », dicembre 1952, XXIV, n. 12) è stato possibile stimare resistenze di isolamento fino ai 500 MΩ facendo uso della portata in volt (corrispondente alla paglietta 1 del commutatore 250 V) e della normale scala per gli ohm serie.

Per ulteriori spiegazioni sono a disposizione del lettore tramite la direzione della Rivista. *

notiziario industriale

La registrazione su nastro magnetico

La registrazione e la riproduzione della voce e dei suoni per mezzo di nastro magnetico, ebbero un grande impulso durante l'ultima guerra mondiale, e, data la loro utilizzazione nel lavoro, nell'educazione, nel divertimento e nelle altre più svariate attività umane, hanno creato nuove esigenze e sviluppato rapidamente un'interessante industria.

Questo sistema di registrazione è incontestabilmente il migliore, perchè più perfetto, più pratico e più economico di ogni altro, potendosi usare il nastro ripetutamente e indefinitamente senza nessuna discernibile perdita nella qualità della riproduzione.

Il cuore del sistema di registrazione magnetica è la testina, che è una piccola elettrocalamita di forma anulare, il cui traferro viene usato per trasmettere al nastro segnali magnetici e, viceversa, per rilevarne da esso.

Il nastro, di plastica o di carta, è ricoperto su di un lato da uno strato di microscopiche particelle isolate di ossido di ferro, le quali, durante la registrazione, vengono magnetizzate secondo le variazioni del campo magnetico del traferro, che riflette il segnale originale. Per cui, se il nastro così magnetizzato viene fatto scorrere nella stessa direzione aderente al traferro di una testina di riproduzione, nell'avvolgimento di questa saranno indotte delle deboli correnti che, dopo l'amplificazione, vengono convertite, con purezza e fedeltà sorprendenti, in onde sonore nell'altoparlante.

Un eccezionale vantaggio della registrazione magnetica consiste nella riutilizzazione del nastro dopo la cancellazione, la quale si ottiene applicando ad esso un campo magnetico ad alta frequenza (30÷80 kHz) a mezzo di una testina simile a quella di registrazione: questo campo, la cui frequenza è troppo elevata per poter essere registrata, distruggerà i segnali precedentemente fissati e quindi lascerà il nastro magneticamente neutro, e pronto per una nuova registrazione. Questo procedimento può essere ripetuto migliaia di volte, sempre con eccellenti risultati, chè, difatti, una delle principali ragioni per cui la registrazione magnetica, interamente elettronica, eccelle su ogni altro tipo di registrazione, è che con essa si elimina qualsiasi articolazione meccanica quale quella, ad esempio, dell'incisione dei dischi, in cui un ago traccia un solco che dà rilievo sia ai livelli di rumore, sia alle distorsioni. Anche nei confronti della registrazione fotoacustica, adottata nei film sonori, quella magnetica presenta indiscutibili vantaggi potendosi eliminare tutti i procedimenti di sviluppo e di stampa delle pellicole, mentre il riascolto immdiato di una registrazione appena eseguita, costituisce un'altra interessante particolarità, non facilmente ottenibile con sistemi che non siano quelli magnetici.

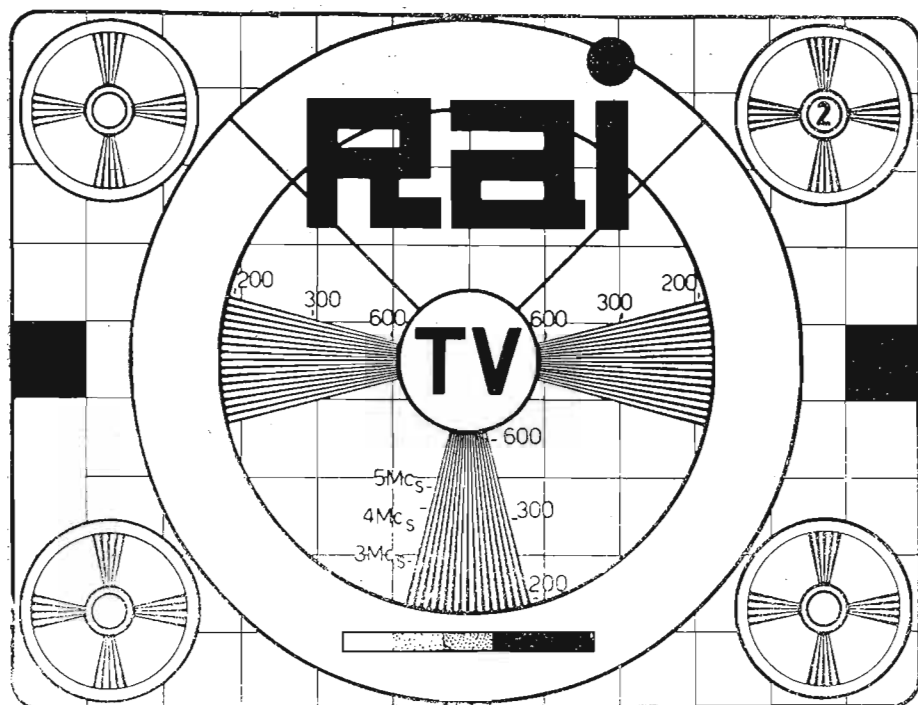
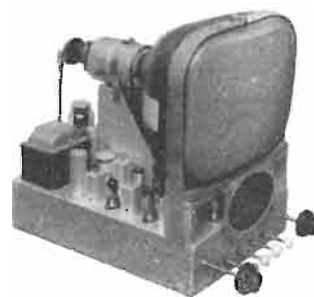
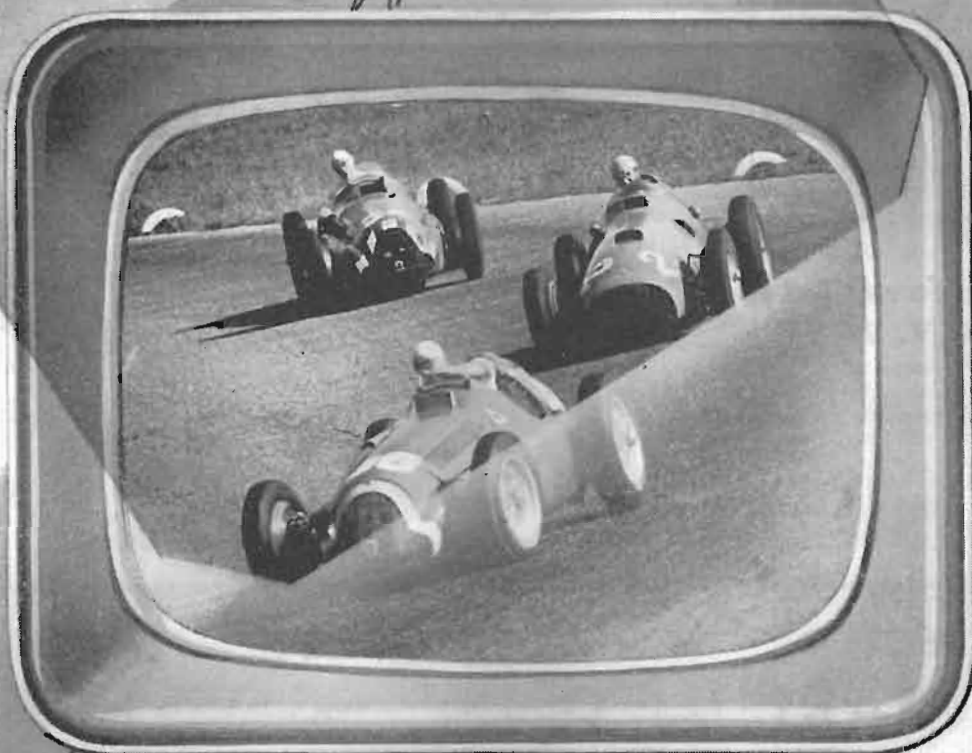
Una tecnica importante applicata alla registrazione magnetica è l'uso di una polarizzazione ad alta frequenza (bias), applicata insieme con il segnale acustico alla testina di registrazione, allo scopo di «scuotere» le particelle magnetiche sì da renderle sensibili anche ai segnali di bassa intensità eliminando i rumori di fondo. In alcuni registratori la stessa testina viene usata per la registrazione e per la riproduzione, mentre su un apparecchio di tipo professionale ognuno di questi compiti viene assunto da una testina separata.

Sebbene la resistenza del nastro alla trazione sia sufficientemente assicurata, le eventuali rotture possono essere riparate con facilità congiungendo, a mezzo di uno speciale nastro adesivo, le due estremità strappate senza che le qualità magnetiche del nastro registrato ne abbiano a risentire. Su di esso possono essere scritte, a matita o a penna, indicazioni di carattere tecnico o editoriale, per rintracciare rapidamente i brani registrati che più interessano.

(Etratto dal catalogo dei registratori su nastro della INAS di Milano)

NUOVA SEDE E PRODUZIONE FAE

Per poter soddisfare meglio la sempre più numerosa clientela, la FAE si è trasferita or non è molto, in più ampi e adeguati locali in viale Lombardia, 76, telefono 283.068. Oltre ad un attrezzatissimo Ufficio Tecnico che può risolvere tutti i problemi inerenti la produzione, la nuova sede si è arricchita di moderni strumenti di misura e di ontrollo, a garanzia di una sempre migliore produzione. Questa produzione che si specializza in particolar modo nel campo dei trasformatori (trasformatori di alimentazione, d'uscita, autotrasformatori per apparecchi radio, trasformatori per televisione, ecc.) è accompagnata dalla garanzia di massima precisione e dalla più elevata aderenza ai dati tecnici.

La Ditta fornisce preventivi di qualsiasi trasformatore necessario al campo radio e TV. Senza impegno da parte del richiedente possono essere studiati trasformatori con dati forniti dal cliente sia con dati realizzativi ricavati dall'Ufficio Tecnico della FAE. Oltre che nel campo radio la FAE svolge la sua attività sempre nel ramo dei trasformatori e degli avvolgimenti, con costruzioni di caratteristiche inerenti diversi rami dell'elettrotecnica. Citiamo ad esempio i trasformatori di sicurezza per ascensori e montacarichi, i trasformatori per apparecchi elettromedicali, per macchine cinematografiche, nonchè gli avvolgimenti per volani magnetici ed infine per telefonia comune e speciale. *

Il nuovo diagramma di prova (monoscopio) che la RAI trasmette quotidianamente. Si notino nel settore rigato verticale le indicazioni della banda passante video in megahertz.

all'avanguardia nel progresso tecnico televisivo

- Visione più dettagliata
- Non vi affatica la vista
- Elimina le riflessioni di luce esterna
- Rende piacevole la visione anche in ambiente illuminato

I Televisori AQUILA sono costruiti su licenza PYE di Cambridge (Inghilterra) e sono il frutto di una esperienza ventennale nel campo specifico. L'apparecchio è stato progettato e costruito appositamente per lo standard italiano di 625 linee.

- La R.A.I., la B.B.C., la Radio Svizzera, la Radio Tedesca, la Televisione Americana Columbia C.B.S., la TV Canadese e Australiana acquistano dalla PYE impianti di telecamere da presa.
- La televisione subacquea, vanto della tecnica inglese, porta il nome della PYE.
- Nella produzione atomica inglese la PYE giuoca un ruolo importantissimo per le sue applicazioni di TV.
- I televisori PYE sono fra i più raffinati e diffusi in Inghilterra.

Radiotecnici Radioinstallatori Radioriparatori

approfittate **SUBITO** dell'occasione offertavi dal

I° CORSO NAZIONALE di TELEVISIONE

PER CORRISPONDENZA

Autorizzato dal Ministero della Pubblica Istruzione

Iscrivetevi immediatamente **chiedendo opportuni chiarimenti** alla Direzione, in Milano - Via Senato, 24 - che vi invierà **Programmi e Moduli in visione,** senza impegno da parte vostra.

●

Alcune importanti Industrie Radioelettriche nonchè la R. A. I. ci hanno già richiesto nominativi per l'assunzione di tecnici specializzati in TV.

●

È l'unico Corso Italiano di TV. per corrispondenza sotto il diretto controllo del Ministero della Pubblica Istruzione.

Il Corpo Insegnante, sotto la Direzione del **Dott. Ing. Alessandro Banfi,** *è così composto:* **Dott. Ing. C. Borsarelli, Milano - Dott. Ing. A. Boselli, Como - Dott. Ing. A. La Rosa, Torino - Dott. Ing. A. Magelli, Torino - Dott. Ing. L. Negri, Milano - Dott. Ing. A. Nicolich, Milano - Dott. A. Recla, Milano - Sig. C. Volpi, Milano.**

Vorax Radio

MILANO

Viale Piave, 14 - Telefono 79.35.05

STRUMENTI DI MISURA

SCATOLE MONTAGGIO

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO

E. AISBERG

L'autore del noto libro

La radio?... ma è una cosa semplicissima!

che ha incontrato in passato tanto successo e popolarità fra tecnici e profani, ha scritto ora per Voi il nuovo libro:

La televisione?... è una cosa semplicissima!

Il volume è in vendita in tutta Italia al prezzo di L. 1.100

Prenotate subito la Vostra copia richiedendola alla:

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO - Via Senato, 24 - Tel. 70.29.08

IL "WORLD RADIO VALVE HANDBOOK"

Un libro nuovo sulle valvole radio europee e americane

Il manuale potrà essere richiesto al servizio libreria della:

"EDITRICE IL ROSTRO,,

versando l'importo di L. 1.000 sul c. c. p. 3/24227

C. E. S. A. s. r. l.

MILANO

Conduttori
Elettrici
Speciali
Affini

STABILIMENTO E UFFICIO VENDITE:

VIA CONTE VERDE 5 - TEL. 60.63.80

CORDINE	in rame smaltato per A. F.
FILI	rame smaltato ricoperti 1 e 2 seta
FILI e CORDINE	in rame rosso isolate in seta
CORDINE	in rayon per discese d'aereo
CORDINE	per elettrauto
CORDINE	flessibilissime per equipaggi mobili per altoparlanti
CORDINE	litz per telefonia

Annunciamo il nuovo

Registratore a Nastro Magnetico

Revere

"Balanced Tone,,
con comandi a tastiera

Il perfetto apparecchio per la riproduzione del suono di eccezionale semplicità di funzionamento

Il controllo « Balanced-Tone », regola il sistema di amplificazione e acustica, in modo da conferirgli eccezionali qualità di riproduzione.

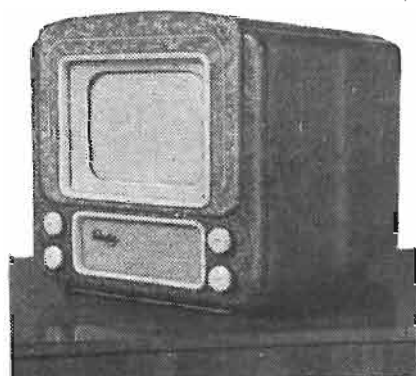
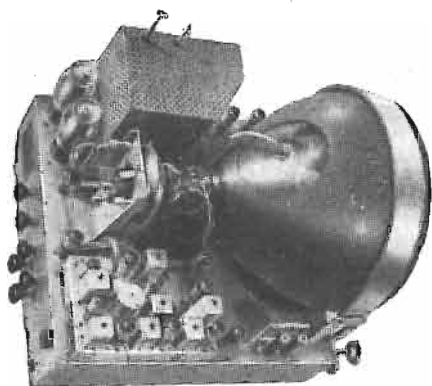
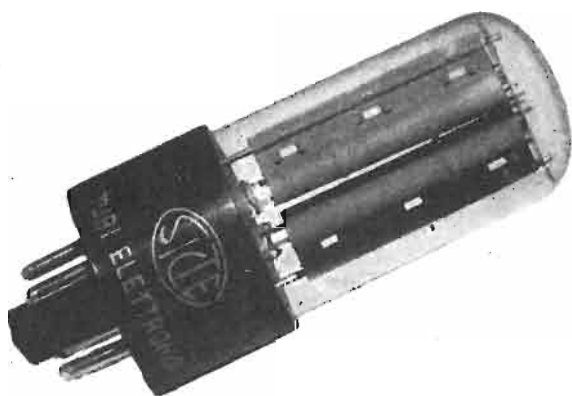
Il contagiri di precisione permette la immediata localizzazione di qualunque parte della bobina registrata.

La tastiera automatica semplificata controlla la registrazione, la riproduzione, oppure arresta il registratore istantaneamente.

Levetta per il movimento rapido di andata e ritorno del nastro, da azionarsi con una lieve pressione del dito.

L'ascoltare il nuovo Registratore a nastro Revere « Balanced-Tone » è cosa veramente indimenticabile. Il suono più delicato, ogni nota musicale, sono riprodotti con sorprendente profondità di tono e vivo realismo, finora conseguibile soltanto con apparecchi professionali. La Revere, incorporando un sensazionale e nuovo sistema — il Regolatore « Balanced-Tone » — con altri perfezionamenti elettronici esclusivi, ha raggiunto una straordinaria ampiezza di frequenze (da 80 a 8.000 periodi per secondo) ed una ricca qualità di riproduzione riscuotendo il compiacimento di molti fra i più eminenti musicisti del mondo, pur conservando la massima semplicità di manovra.

ALTISSIMA FEDELTÀ DI RIPRODUZIONE SU OGNI TONALITÀ - COMPATEZZA E LEGGEREZZA DI TRASPORTO
AUDIZIONE DI UN'INTERA ORA PER BOBINA - CANCELLAZIONE AUTOMATICA E RIUTILIZZAZIONE DEL NASTRO

CIAS TRADING COMPANY
COMPAGNIA ITALO AMERICANA SCAMBI
Via Malta, 2-2 - GENOVA - Telef. 56-072
DIREZIONE COMMERCIALE: **M. CAPRIOTTI**

OSCILLOGRAFO "MINISCOPE„

della GENERAL ELECTRIC COMPANY Ltd. of ENGLAND

Dimensioni 17x7x21 - tubo G.E.C. 1 ½ pollici (37 mm) - guadagno dell'amplificatore verticale 150 - risposta lineare tra 50 e 300 kHz - base dei tempi da 10 Hz a 50 kHz - sensibilità « X » 50 volt/cm - « Y » 60 volt/cm - tensione di alimentazione 110-180-220 volt - possibilità di modulare il raggio.

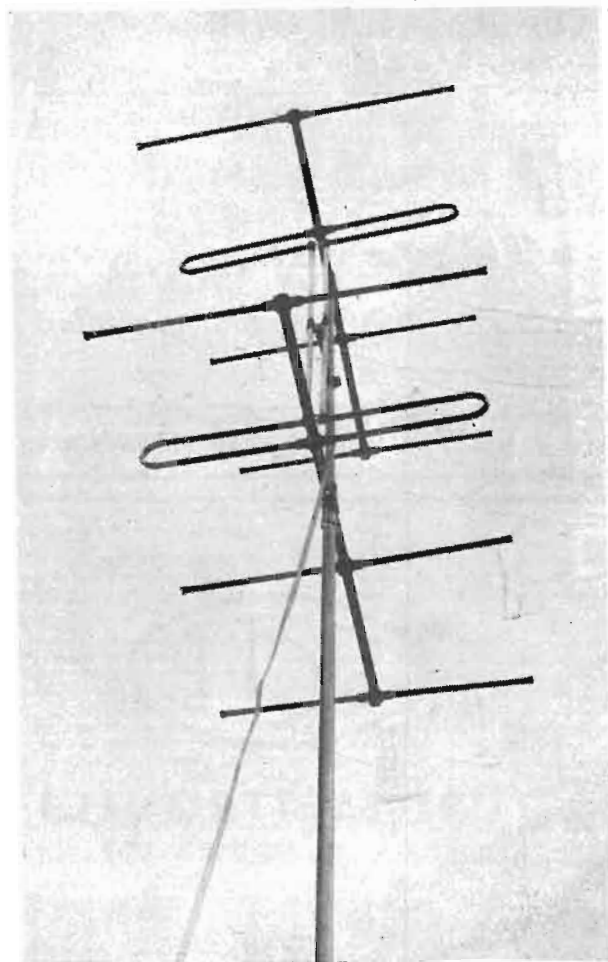
In **TELEVISIONE** permette il controllo delle tensioni, delle forme d'onda, degli oscillatori orizzontale e verticale, della frequenza (per battimento 0 con oscillatore campione), delle relazioni di fase, della forma dei segnali di sincronismo, del filtraggio, di eventuali accoppiamenti dei circuiti di deflessione con altri circuiti, ecc.

A parte si fornisce oscillatore modulato in frequenza per la taratura degli amplificatori di media frequenza degli apparecchi radio, da applicare, a mezzo di apposita spina per il prelevamento delle tensioni di alimentazione, sullo stesso « MINISCOPE ».

RADDRIZZATORI AL GERMANIO G.E.C.

7 tipi per tutti gli usi, i migliori, i più economici.

Richiedete Cataloghi e Listini alla:

I.C.A.R.E. ing. CORRIERI - MILANO - Via Privata Sanremo 14 - Tele. 58.57.38

ANTENNE PER TELEVISIONE

ed F.M.

Accessori d'installazione - impianti palificazioni - sopraluoghi.

Tutte le nostre antenne sono fornite con trasformatore d'impedenza per l'esatto adattamento al televisore.

RICHIEDETECI CATALOGO E LISTINI

FORNITURE INDUSTRIALI
MECCANICHE - ELETTRICHE - RADIO
TORTONA
VIA PASSALACQUA, 14 - TEL. 3.64

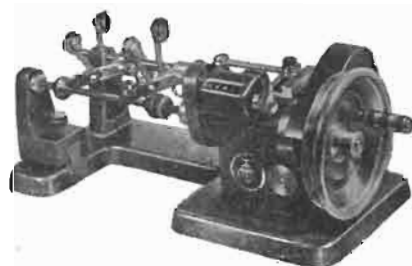
Rappresentati per la Lombardia e Tre Venezie:

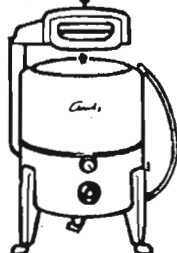
Dott. E. GAMBIRASIO - Via Fontana, 18 - MILANO
Telef. 58.42.02 - 58.89.81

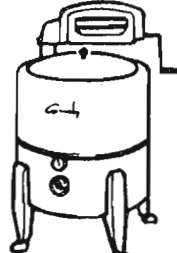
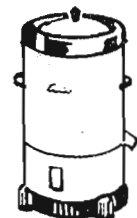
BOBINATRICI MARSILLI

Produzione avvolgitrici:

- 1) LINEARI DI VARI TIPI.
- 2) A SPIRE INCROCIATE (NIDO D'APE).
- 3) A SPIRE INCROCIATE PROGRESSIVE.
- 4) UNIVERSALI (LINEARI ED A SPIRE INCROCIATE).
- 5) LINEARI MULTIPLE.
- 6) LINEARI SESTUPLE PER TRAVASO.
- 7) BANCHI MONTATI PER LAVORAZIONI IN SERIE.
- 8) PER CONDENSATORI.
- 9) PER INDOTTI.
- 10) PER NASTRATURE MATASSINE DI ECCITAZIONE (MOTORI, DINAMO)

Marchio depositato

PRIMARIA FABBRICA MACCHINE DI PRECISIONE PER AVVOLGIMENTI ELETTRICI

TORINO VIA RUBIANA 11 telefono 73.827

lavabiancheria-asciugabiancheria

Candy

4 modelli per tutte le necessità

Lava Kg. 3,5 **L'ideale** per ogni famiglia	Lava Kg. 4,5 Necessaria alle famiglie numerose	Lava Kg. 7 Per comunità alberghi, collegi occ.	Asciuga Kg. 4 In 10 minuti la vostra biancheria è asciutta

officine meccaniche Eden Fumagalli - monza

RIVENDITORI RADIO ED ELETTRODOMESTICI

CHIEDETE CATALOGHI E PREZZI ALLE

OFFICINE MECCANICHE EDEN FUMAGALLI - MONZA - Via Campanella 12 - Tel. 3856

Via Palestrina, 40 - MILANO - Tel. 270.888 - 23.449

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

Condensatori ceramici per TV
Condensatori in olio per filtri
Condensatori elettrolitici
Condensatori a carta
Condensatori per tutte le applicazioni elettroniche ed elettrotecniche

R. GALLETTI
CORSO ITALIA, 35
TELEFONO 30.580
MILANO

Serie completa

N. 4 M. F. VIDEO 21 ÷ 27 Mc.
N. 1 M. F. DISCRIMINATORE SUONO 5,5 MC.
N. 1 M. F. TRAPPOLA SUONO 5,5 Mc.
N. 2 INDUTTANZE 1 μH
N. 2 INDUTTANZE 50 μH ÷ 1000 μH
(Specificare Valore)

A SCOPO CAMPIONATURA SI SPEDISCE IN ASSEGNO A **L. 1.000**

GINO CORTI
Corso Lodi, 108 - **MILANO**
Telefono 560.926

Desiderando ricevere la cartella di montaggio del
Televisore G.B.C. 21/1/14
inviare vaglia di **L. 1.000** *alla Ditta*

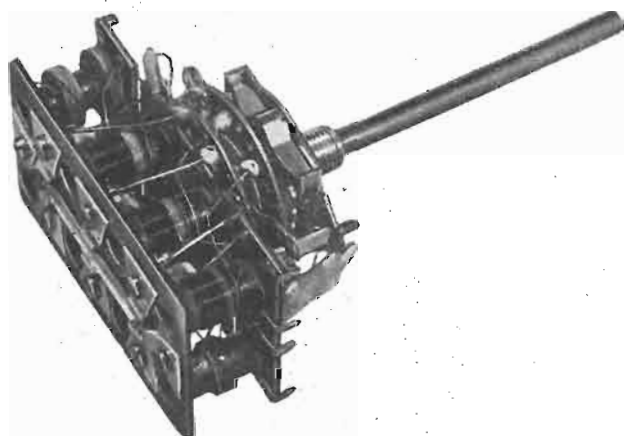
VIA S. ANTONIO 13 - MILANO

di G. GAMBA

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

- supporti per valvole miniature
- supporti per valvole "rimlock"
- supporti per valvole "octal"
- supporti per valvole "noval"
- Supporti per valvole per applicazioni speciali
- supporti per tubi televisivi "duodecal"
- schermi per valvole
- cambio tensione e accessori

Sede: **MILANO** - VIA G. DEZZA, 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilimenti: **MILANO** - VIA G. DEZZA, 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

Il mercato radio odierno richiede buoni apparecchi a prezzi convenienti, per contribuire a tale risultato

la VAR

Gruppo 4 gamme A604
Gruppo 2 gamme A624

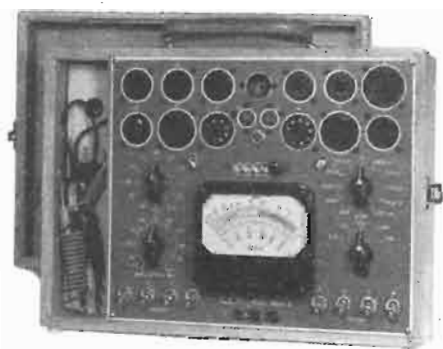
offre ai costruttori la sua produzione di componenti A.F. e M.F. serie 600 progettati espressamente per riunire una buona qualità, un piccolo ingombro e un basso costo.
La serie 600 comprende gruppi di Alta Frequenza da 2 a 7 gamme per qualsiasi tipo di valvola convertitrice e relativi trasformatori di Media Frequenza.

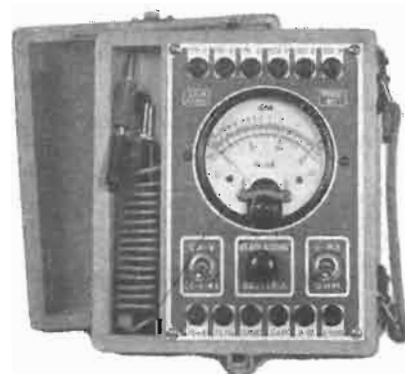
RADIOPRODOTTI

MILANO Via Solari, 2
Tel. 48.39.35

STRUMENTI E APPARECCHIATURE RADIO ELETTRICHE DI MISURA

L. TRAVAGLINI

VIA CARRETTO, 2 - **MILANO** - TELEFONO 66.62.75

P. V. ANALIZZATORE Mod. 805/3
Possibilità di esame di tutte le valvole europee e americane. Analizzatore da 4.000 o 10.000 OHM/VOLT - Ohmetro fino a 5 MEGAOHM

ANALIZZATORE Mod. 601/1
10.000 OHM/VOLT cc. e ca.
5 portate voltmetriche cc. e ca. da 10 e 1.000 Volt - 5 Miliamperometriche da 100 microamper a 500 miliamper cc. - Ohmetro in 3 scale da 1 ohm a 5 Megaohm

ANALIZZATORE Mod. 97
Sensibilità 1.000 Ohm/Volt Volt cc. e ca. 7,5 - 15 - 75 - 150 - 300 - 750 - Ma. cc. 7,5 - 75 - Ohm 5.000 e 500.000

Riparazioni accurate - Preventivi e listini gratis a richiesta

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

TV
COMMUTATORI STEATITE
SERIE 3000
MF
Il prodotto di classe
è una garanzia
LARIR S. R. L.
MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Tel. 79.57.62/63